

CLIPPEDIMAGE= JP411330984A

PAT-NO: JP411330984A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 11330984 A

TITLE: ERROR CORRECTING AND ENCODING DEVICE AND DECODING DEVICE

PUBN-DATE: November 30, 1999

INVENTOR-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
TANAKA, HIROKAZU	N/A
YAMAZAKI, SHOICHIRO	
SAITO, TATSUNORI	N/A

N/A

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
TOSHIBA CORP	N/A

APPL-NO: JP11098193

APPL-DATE: April 5, 1999

INT-CL_(IPC): H03M013/00; G06F011/10 ; H03M013/22 ; H04L001/00

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To securely transmit important information without considerable deterioration in transmission efficiency even when the transmission is performed through an inferior transmission line.

SOLUTION: On a transmission side, information data are divided into an information signal sequence S2, which needs to be protected strongly against an error, and another information signal sequence S1, a 1st encoder 51 performs error correction and encoding of the information signal sequences S1 and S2 to generate an inspection signal sequence E1. A 2nd encoder 52 performs error correction and encoding of the information signal sequence S2 individually to generate an inspection signal array E2, and those inspection signal arrays E1 and E2 are transmitted together with the information signal arrays S1 and S2. On a reception side, on the other hand, five kinds of decoding system are prepared. Then one of the five kinds of decoding system is selected suitable according to various conditions regarding occasional transmission to decode the received information signal sequences S1 and S2.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-330984

(43)公開日 平成11年 (1999) 11月30日

(51)Int. Cl. ⁶	識別記号	F I
H 0 3 M 13/00		H 0 3 M 13/00
G 0 6 F 11/10	3 3 0	G 0 6 F 11/10 3 3 0 N
H 0 3 M 13/22		H 0 3 M 13/22
H 0 4 L 1/00		H 0 4 L 1/00 F

審査請求 有 請求項の数26 O L (全 44 頁)

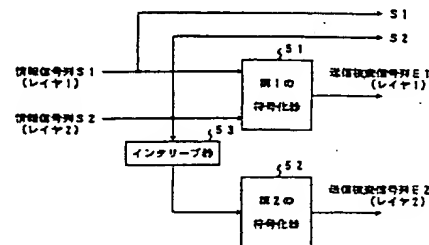
(21)出願番号	特願平11-98193	(71)出願人	000003078
(62)分割の表示	特願平10-173711の分割		株式会社東芝
(22)出願日	平成10年 (1998) 6月19日		神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(31)優先権主張番号	特願平9-178954	(72)発明者	田中 宏和
(32)優先日	平9 (1997) 6月19日		神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社
(33)優先権主張国	日本 (J P)		東芝柳町工場内
(31)優先権主張番号	特願平9-289753	(72)発明者	山岸 彰一郎
(32)優先日	平9 (1997) 10月22日		神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社
(33)優先権主張国	日本 (J P)		東芝柳町工場内
		(72)発明者	斉藤 龍則
			神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社
			東芝柳町工場内
		(74)代理人	弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

(54)【発明の名称】 誤り訂正符号化装置及び復号装置

(57)【要約】

【課題】 劣悪な伝送路を經由して伝送を行う場合でも、伝送効率を著しく劣化させることなく、重要情報を確実に伝送できるようにする。

【解決手段】 送信側において、情報データを強い誤り保護を必要とする情報信号列 S 2 とそれ以外の情報信号列 S 1 とに分け、情報信号列 S 1、S 2 を第 1 の符号化器 5 1 で誤り訂正符号化して検査信号列 E 1 を生成するとともに、情報信号列 S 2 については第 2 の符号化器 5 2 により単独で誤り訂正符号化して検査信号列 E 2 を生成し、これらの検査信号列 E 1、E 2 を情報信号列 S 1、S 2 とともに送信する。一方受信側においては、5 種類の復号方式を用意している。そして、その時々において伝送に係わる種々の条件に応じて上記 5 種類の復号方式の中から最適なものを一つ選択して、受信情報信号列 S 1、S 2 の復号を行うようにしたものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の情報信号列およびこの第1の情報信号列より強い誤り保護が必要な第2の情報信号列に対して、第1の検査信号列を生成するための第1の誤り訂正符号化手段と、

前記第2の情報信号列の要素の順番を変更するための送信インタリーブ手段と、

この送信インタリーブ手段により順番が変更された第2の情報信号列に対して、第2の検査信号列を生成するための第2の誤り訂正符号化手段と、

前記第1および第2の情報信号列と前記第1および第2の検査信号列とを含む符号化信号を伝送路へ送信するための送信手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正符号化装置。

【請求項2】 請求項1記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第1および第2の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1および第2の復号情報信号列を出力するための第1の誤り訂正復号手段と、この第1の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、

この受信インタリーブ手段により順番が変更された第2の復号情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、さらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項3】 請求項1記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、

この受信インタリーブ手段により順番が変更された第2の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段と、

この受信デインタリーブ手段から出力された第2の復号情報信号列および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1の復号情報信号列およびさらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を

出力するための第1の誤り訂正復号手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項4】 前記第1および第2の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復する反復復号機能を備えたことを特徴とする請求項2又は3記載の誤り訂正復号装置。

【請求項5】 要求される誤り訂正能力および許容される処理遅延量のうちの少なくとも一方に応じて反復回数を決定して、前記第1および第2の誤り訂正復号手段に設定する反復制御手段をさらに備えたことを特徴とする請求項4記載の誤り訂正復号装置。

【請求項6】 請求項1記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第1および第2の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1および第2の復号情報信号列を出力するための第1の誤り訂正復号手段と、

この第1の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列をインタリーブしたのち、このインタリーブされた第2の復号情報信号列を前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、さらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を得、この第2の復号情報信号列をデインタリーブして出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

前記第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復してこの反復復号後の第1および第2の復号情報信号列を出力する第3の誤り訂正復号手段と、

伝送路の状態および伝送する情報信号列の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項7】 請求項1記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列をインタリーブしたのち、前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して第2の復号情報信号列を得、この第2の復号情報信号列をデインタリーブして出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1の復号情報信号列およびさらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を出力するための第1の誤り訂正復号手段と、

前記第 1 の誤り訂正復号手段と第 2 の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも 1 回反復してこの反復復号後の第 1 および第 2 の復号情報信号列を出力する第 3 の誤り訂正復号手段と、

伝送路の状態および伝送する情報信号列の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第 1 の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第 1 及び第 2 の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第 1、第 2 及び第 3 の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項 8】 第 1 の情報信号列およびこの第 1 の情報信号列より強い誤り保護が必要な第 2 の情報信号列を誤り訂正符号化して送信する誤り訂正符号化装置であって、

前記第 2 の情報信号列の要素の順番を変更するための送信インタリーブ手段と、

この送信インタリーブ手段により順番が変更された第 2 の情報信号列および前記第 1 の情報信号列に対して、第 1 の検査信号列を生成するための第 1 の誤り訂正符号化手段と、

前記第 2 の情報信号列に対して、第 2 の検査信号列を生成するための第 2 の誤り訂正符号化手段と、

前記第 1 および第 2 の情報信号列と前記第 1 および第 2 の検査信号列とを含む符号化信号を伝送路へ送信するための送信手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正符号化装置。

【請求項 9】 請求項 8 記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第 2 の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第 2 の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第 2 の復号情報信号列を出力するための第 2 の誤り訂正復号手段と、

この第 2 の誤り訂正復号手段から出力された第 2 の復号情報信号列の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、

この受信インタリーブ手段により順番が変更された第 2 の復号情報信号列および前記受信符号化信号に含まれる第 1 の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第 1 の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第 1 の復号情報信号列およびさらに誤り訂正された第 2 の復号情報信号列を出力するための第 2 の誤り訂正復号手段と、

この第 2 の誤り訂正復号手段から出力された第 2 の復号情報信号列の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項 10】 請求項 8 記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第 2 の情報信号列の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、

この受信インタリーブ手段により順番が変更された第 2 の情報信号列および前記受信符号化信号に含まれる第 1 の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第 1 の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第 1 および第 2 の復号情報信号列を出力するための第 1 の誤り訂正復号手段と、

この第 1 の誤り訂正復号手段から出力された第 2 の復号情報信号列の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段と、

この受信デインタリーブ手段から出力された第 2 の復号情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第 2 の検査信号列を基に誤り訂正復号して、さらに誤り訂正された第 2 の復号情報信号列を出力するための第 2 の誤り訂正復号手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項 11】 前記第 1 および第 2 の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも 1 回反復する反復復号機能を備えたことを特徴とする請求項 9 又は 10 記載の誤り訂正復号装置。

【請求項 12】 要求される誤り訂正能力および許容される処理遅延量のうちの少なくとも一方に応じて反復回数を決定して、前記第 1 および第 2 の誤り訂正復号手段に設定する反復制御手段をさらに備えたことを特徴とする請求項 11 記載の誤り訂正復号装置。

【請求項 13】 請求項 8 記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第 2 の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第 2 の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第 2 の復号情報信号列を出力するための第 2 の誤り訂正復号手段と、

この第 2 の誤り訂正復号手段から出力された第 2 の復号情報信号列をインタリーブした信号列、および前記受信符号化信号に含まれる第 1 の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第 1 の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第 1 の復号情報信号列およびさらに誤り訂正された第 2 の復号情報信号列を得、この第 2 の復号情報信号列をデインタリーブして出力するための第 2 の誤り訂正復号手段と、

前記第 1 の誤り訂正復号手段と第 2 の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも 1 回反復してこの反復復号後の第 1 および第 2 の復号情報信号列を出力する第 3 の誤り訂正復号手段と、

伝送路の状態および伝送する情報信号列の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第 1 の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第 1 及び第 2 の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第 1、第 2 及び第 3 の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復

号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項14】 請求項8記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列をインターリーブした信号列、および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1および第2の復号情報信号列を出力するための第1の誤り訂正復号手段と、

この第1の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列をデインターリーブしたのち前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、さらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

前記第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復してこの反復復号後の第1および第2の復号情報信号列を出力する第3の誤り訂正復号手段と、

伝送路の状態および伝送する情報信号列の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項15】 第1の情報信号列には所定の伝送品質が要求される非重要情報を割り当て、かつ第2の情報信号列には第1の情報信号列より高い伝送品質が要求される重要情報を割り当てることを特徴とする請求項1又は8記載の誤り訂正符号化装置。

【請求項16】 第1の情報信号列には伝送誤りに対し所定の強度を有する第1の伝送方式により伝送される情報を割り当て、かつ第2の情報信号列には伝送誤りに対する強度が前記第1の伝送方式より低い第2の伝送方式により伝送される情報を割り当てることを特徴とする請求項1又は8記載の誤り訂正符号化装置。

【請求項17】 $K \times L$ 個の要素からなる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対して、第1の誤り訂正符号化規則に従い $(N-K) \times L$ 個の要素からなる第1の二次元検査ブロックを生成するための第1の誤り訂正符号化手段と、

前記第1の二次元情報ブロックのうち特に強い誤り保護が必要な K_2 ($K > K_2$) $\times L$ 個の要素からなる第2の二次元情報ブロックの垂直方向に対して、第2の誤り訂正符号化規則に従い $K_2 \times (M-L)$ 個の要素からなる第2の二次元検査ブロックを生成するための第2の誤り訂正符号化手段と、

前記第1の二次元情報ブロックと前記第1および第2の

二次元検査ブロックとを含む符号化信号を伝送路へ送信するための送信手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正符号化装置。

【請求項18】 請求項17記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行っ

て、第1の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段と、

この第1の誤り訂正復号手段から出力された第1の復号二次元情報ブロックに含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記受信符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項19】 請求項17記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記受信符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号二次元情報ブロック、および前記受信符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第1の復号二次元情報ブロックおよびさらに誤り訂正された第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段とを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項20】 前記第1および第2の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復する反復復号機能を備えたことを特徴とする請求項18又は19記載の誤り訂正復号装置。

【請求項21】 要求される誤り訂正能力および許容される処理遅延量のうちの少なくとも一方に応じて反復回数を決定して、前記第1および第2の誤り訂正復号手段に設定する反復制御手段をさらに備えたことを特徴とする請求項20記載の誤り訂正復号装置。

【請求項22】 請求項17記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号して、第

1の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段と、

この第1の誤り訂正復号手段から出力された第1の復号二次元情報ブロックに含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号して、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

前記第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復し

て、この反復復号後の第1および第2の復号二次元情報ブロックを出力する第3の誤り訂正復号手段と、

伝送路の状態および伝送する情報信号の性質のうちの少なくとも一方に基づいて、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、前記第1及び第2の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とするを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項23】 請求項17記載の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、

受信された前記符号化信号に含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記受信符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号して、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段と、

この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号二次元情報ブロック、および前記受信符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第1の復号二次元情報ブロックおよびさらに誤り訂正された第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段と、

前記第1および第2の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復して、この反復復号後の第1および第2の復号二次元情報ブロックを出力する第3の誤り訂正復号手段と、

伝送路の状態及び伝送する情報信号の性質のうちの少なくとも一方に基づいて、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とするを具備したことを特徴とする誤り訂正復号装置。

【請求項24】 前記第1の二次元情報ブロックのうち前記第2の二次元情報ブロックを除いた情報ブロックに

は、所定の第1の伝送品質が要求される非重要情報を割り当て、かつ第2の二次元情報ブロックには、前記第1の伝送品質より高い第2の伝送品質が要求される重要情報を割り当てることを特徴とする請求項17記載の誤り訂正符号化装置。

【請求項25】 第1の二次元情報ブロックのうち前記第2の二次元情報ブロックを除いた情報ブロックには、伝送誤りに対し所定の強度を有する第1の伝送方式により伝送される情報を割り当て、かつ第2の二次元情報ブロックには、伝送誤りに対する強さが前記第1の伝送方式より低い第2の伝送方式により伝送される情報を割り当てることを特徴とする請求項17記載の誤り訂正符号化装置。

【請求項26】 前記第1および第2の誤り訂正復号手段の入力側に、これらの誤り訂正復号手段に入力すべき各信号列あるいは信号ブロックの信号レベルを受信符号化信号のレベルに基づいて正規化するための正規化手段をさらに設けたことを特徴とする請求項4、11又は20記載の誤り訂正復号装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、例えばマルチメディア情報を無線多重伝送するシステムで使用される誤り訂正符号化装置及び復号装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 周知のように、無線マルチメディアを実現するには、画像データ、音声データ、付加データ等のメディア情報を多重化して伝送する必要がある。特に移動通信端末等を用いてこれらの情報をやりとりするには、マルチパス・フェージング環境等の劣悪な環境下で伝送できるようにすることが重要である。

【0003】 これまで、マルチメディア多重化に関する方式として、ITU-T勧告H. 223が標準化されている。これは既存の電話網でパケット多重型のマルチメディア多重を実現するものである。H. 223の例を図13(a)に示す。同図において、LCNは論理チャネル(Logical Channel)、ALはアダプテーション・レイヤ(Adaptation Layer)、PMはパケットマーカ(Packet Marker)、MUXは多重化(Multiplexing)

を表す。

【0004】 一般に1MUXパケットは、ヘッダを先頭に配置し、続いて音声4バイト(LCN1)、データ1バイト(LCN2)、画像(映像)2バイト(LCN3)、データ1バイト(LCN2)および画像2バイト(LCN3)を順に配置したものとなっている。但し、図13(a)の例では、画像データがMUXパケットの途中で終わっているため、最後のLCN3は2バイトのところには1バイトのみが収容される。これは、次のパケットヘッダ内のPMビットを“1”として示される。

【0005】 ヘッダのフォーマットを図13(b)に示

す。同図において、4ビットのMC(Multiplex Code:多重化コード)フィールドで多重化テーブルのエントリを参照することにより、情報フィールドの各バイトがどのメディア情報かを指定する。3ビットのHEC(Header Error Control:ヘッダ誤り制御)フィールドは、3ビットCRCによるMCフィールドの誤り検出機能を提供する(詳細については、例えばITU-T Draft recommendation H.223参照)。

【0006】ところで、H.223は、前述のように比較的伝送品質のよい既存の電話網でパケット多重型のマルチメディア多重を実現することを前提としており、伝送効率を上げるためにヘッダを3ビットのCRCのみで保護している。

【0007】これに対し、無線マルチメディア通信では、伝送路状態がフェージングなどによって劣悪になる状況にある。このため、H.223をそのまま無線マルチメディア通信に適用しようとする、3ビット程度のCRCでは対応できず、ヘッダの誤りが頻繁に起こって、受信側で多重化テーブルの内容が読めなくなってしまう、MUXパケットの廃棄が頻繁に起きるという問題が生じる。

【0008】さらに、図13(a)の例でも示したように、MUXパケットの長さは常に一定ではなく、各メディア情報の情報量により変化する。このような可変長のパケットを劣悪な無線伝送路を通して伝送すると、受信側でパケットの同期がとれなくなったりパケットの長さが分からなくなり、この結果MUXパケットの廃棄が頻繁に発生する。

【0009】一方、画像や音声、データなどの情報を收容するペイロードについても、無線伝送路が劣悪な状態になると、ヘッダ情報の受信結果に関係なく正しく復号できなくなる。そこで、従来では画像や音声、データの各情報をそれぞれ畳み込み符号化することで、ペイロードを保護する方式が提案されている(詳しくは、例えば“Proposal for High Level Approach of H.324 / Annex C Mode 1” Q11-A-11b, ITU-T Q11 / WP2 / SG16, June 1997を参照)。

【0010】しかしながら、ペイロードの情報を確実に保護しようとする、保護すべき情報の全てを符号化する必要があり、伝送効率の低下を招く。これは、特に移動通信システムのように伝送帯域が限られたシステムにあっては、大きな問題である。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように、マルチメディア情報等の複数種類の情報データをパケットに挿入して多重化伝送する方式には、有線電話網を介して伝送する場合を前提に標準化された方式がある。しかし、この標準方式をそのまま無線通信システムに採用すると、劣悪な伝送路状態によって受信側でヘッダ情報の検出誤りが頻繁に発生し、多重化テーブルの読取不能か

らパケット廃棄が多発する。特にパケットが可変長の場合には、受信側でパケット同期不能やパケット長識別不能等の状態を引き起こし、実質的に通信不能な状態になってしまう。

【0012】一方、ペイロードについては畳み込み符号等の誤り訂正符号を用いて保護する方式が提案されている。しかし、従来の方式を用いて受信側で情報を確実に復号しようとする、情報の伝送効率が大幅に低下する。これは、広い伝送帯域を確保することが困難な移動通信システムにあっては、特に深刻な問題となる。

【0013】この発明の目的は、劣悪な伝送路を経由して伝送を行う場合でも、伝送効率を著しく劣化させることなく、重要情報を確実に復号再生できるようにし、これにより伝送効率が高くかつ保護性能の優れた誤り訂正符号化装置及び復号装置を提供することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するためにこの発明は、以下のような構成とする。

(1) 情報伝送装置に設けられる誤り訂正符号化装置において、第1の情報信号およびこの第1の情報信号より強い誤り保護が必要な第2の情報信号に対して、第1の検査信号を生成するための第1の誤り訂正符号化手段と、前記第2の情報信号の要素の順番を変更するための送信インタリーブ手段と、この送信インタリーブ手段により順番が変更された第2の情報信号に対して、第2の検査信号を生成するための第2の誤り訂正符号化手段と、前記第1および第2の情報信号と前記第1および第2の検査信号とを含む符号化信号を伝送路へ送信するための送信手段とを備えたことを特徴とするものである。このような誤り訂正符号化装置によれば、伝送情報のうち、強い誤り保護が必要な第2の情報信号に対し、二重の誤り訂正符号化を施して伝送することができる。

【0015】(2) (1)に述べた誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、受信された前記符号化信号に含まれる第1および第2の情報信号を、前記符号化信号に含まれる第1の検査信号を基に誤り訂正復号して、第1および第2の復号情報信号を出力するための第1の誤り訂正復号手段と、この第1の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、この受信インタリーブ手段により順番が変更された第2の復号情報信号を、前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号を基に誤り訂正復号して、さらに誤り訂正された第2の復号情報信号を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段とを備えたことを特徴とするものである。

【0016】(3) (1)に述べた誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復

号装置であって、受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、この受信インタリーブ手段により順番が変更された第2の情報信号を、前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号を基に誤り訂正復号して、第2の復号情報信号を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段と、この受信デインタリーブ手段から出力された第2の復号情報信号および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号を基に誤り訂正復号して、第1の復号情報信号およびさらに誤り訂正された第2の復号情報信号を出力するための第1の誤り訂正復号手段とを備えたことを特徴とするものである。

[0017] これら(2)及び(3)で述べた誤り訂正復号装置によれば、送信側から送られた情報信号のうち強い誤り保護が必要な第2の情報信号に対し二重の誤り訂正復号を行うことができ、これにより伝送効率の劣化を抑制した上で信頼性の高い情報復号を行うことができる。

[0018] (4)(2)又は(3)の構成において、第1および第2の誤り訂正復号手段に、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復する反復復号機能を設けたことを特徴とするものである。このような機能を備えることで、さらに信頼性の高い復号が可能となる。

[0019] (5)(4)の構成において、要求される誤り訂正能力及び許容される処理遅延量のうちの少なくとも一方に応じて反復回数を決定し、前記第1および第2の誤り訂正復号手段に設定する反復制御手段をさらに備えた構成とする。このような手段を備えることで、要求される誤り訂正能力や許容される処理遅延量に応じて、最適な反復復号処理が行われる。

[0020] (6)(1)の構成において、第1および第2の誤り訂正復号手段に加え、第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復してこの反復復号後の第1および第2の復号情報信号を出力する第3の誤り訂正復号手段を備え、さらにこれらの誤り訂正復号手段の選択手段を備えて、伝送路の状態および伝送する情報信号の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第1、第2および第3の誤り訂正復号手段のうちの一つを選択して誤り訂正復号処理を行わせるように構成したものである。

[0021] (7)(1)の誤り訂正復号装置に設けられた第1および第2の誤り訂正復号手段に加え、第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復してこの反復復号後の第1および第2の復号情報信号を出力する第3の誤り訂正復号手段を備え、さらにこれらの誤り訂正復号手段の選択手段を備えて、伝送路の状態および伝送する情

報信号の性質のうちの少なくとも一方に基づいて、前記第1、第2および第3の誤り訂正復号手段のうちの一つを選択して誤り訂正復号処理を行わせるように構成したものである。

[0022] 以上の(6)及び(7)の誤り訂正復号装置によれば、その時々伝送路の状態や伝送する情報信号の性質に応じて、最適な誤り訂正復号手段が選択されて情報信号の復号が行われる。

[0023] (8)第1の情報信号列およびこの第1の情報信号列より強い誤り保護が必要な第2の情報信号列を誤り訂正符号化して送信する誤り訂正符号化装置であって、前記第2の情報信号列の要素の順番を変更するための送信インタリーブ手段と、この送信インタリーブ手段により順番が変更された第2の情報信号列および前記第1の情報信号列に対して、第1の検査信号列を生成するための第1の誤り訂正符号化手段と、前記第2の情報信号列に対して、第2の検査信号列を生成するための第2の誤り訂正符号化手段と、前記第1および第2の情報信号列と前記第1および第2の検査信号列とを含む符号化信号を伝送路へ送信するための送信手段とを具備した構成とする。

[0024] このように構成すると、第2の情報信号列を第2の誤り訂正符号化手段に入力する際にはそのまま入力され、一方第1及び第2の情報信号列を第1の誤り訂正符号化手段に入力する際に第2の情報信号列に対しインタリーブが行われる。このため、受信側で第2の情報信号列のみを再生しようとする場合には、インタリーブ及びデインタリーブを行うことなく簡単な処理により再生できる利点がある。

[0025] (9)(8)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置にあって、受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、この受信インタリーブ手段により順番が変更された第2の復号情報信号列および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1の復号情報信号列および誤り訂正された第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段とを具備した構成とする。

[0026] このように構成することで、重要性の高い第2の情報信号列に対し第2及び第1の誤り訂正復号手段により二重の誤り訂正復号処理が行われることになるので、例えば移動通信システムのように伝送路品質が劣

化している状態でも、少なくとも第2の情報信号列を正しく復号できる可能性が高くなる。

【0027】(10)(8)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置にあって、受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を変更する受信インタリーブ手段と、この受信インタリーブ手段により順番が変更された第2の復号情報信号列および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1の復号情報信号列および誤り訂正された第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列の要素の順番を元に戻すための受信デインタリーブ手段とを具備した構成とする。

【0028】このような構成においても、重要性の高い第2の情報信号列に対し第1及び第2の誤り訂正復号手段により二重の誤り訂正復号処理が行われることになり、これにより伝送路品質が劣化した場合でも第2の情報信号列を正しく復号できる可能性が高くなる。

【0029】(11)(9)又は(10)の構成において、第1および第2の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復する反復復号機能を備えた構成とする。このように構成することで、第1及び第2の誤り訂正復号手段においては、最尤復号の反復を利用した復号が行われるので、より一層誤り訂正能力の高い復号を行うことができ、これにより伝送路品質の劣悪な伝送路を使用する場合にも高品質の伝送を行うことが可能となる。

【0030】(12)(9)又は(10)の構成において、要求される誤り訂正能力および許容される処理遅延量のうちの少なくとも一方に応じて反復回数を決定して、前記第1および第2の誤り訂正復号手段に設定する反復制御手段をさらに備えた構成とする。このように構成することで、例えば受信装置の運用開始後に、要求される誤り訂正能力又は許容される処理遅延量が変わった場合にも、反復制御手段により常に最適な反復回数を決定することができる。

【0031】(13)(8)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置にあって、受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列を、前記符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列をインタリーブした信号列、および前記受信符号化信

号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1の復号情報信号列およびさらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を得、この第2の復号情報信号列をデインタリーブして出力するための第2の誤り訂正復号手段と、前記第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復してこの反復復号後の第1および第2の復号情報信号列を出力する第3の誤り訂正復号手段と、伝送路の状態および伝送する情報信号列の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備した構成とする。

【0032】(14)(8)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置にあって、受信された前記符号化信号に含まれる第2の情報信号列をインタリーブした信号列、および前記受信符号化信号に含まれる第1の情報信号列を、前記受信符号化信号に含まれる第1の検査信号列を基に誤り訂正復号して、第1および第2の復号情報信号列を出力するための第1の誤り訂正復号手段と、この第1の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号情報信号列をデインタリーブしたのち前記受信符号化信号に含まれる第2の検査信号列を基に誤り訂正復号して、さらに誤り訂正された第2の復号情報信号列を出力するための第2の誤り訂正復号手段と、前記第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復してこの反復復号後の第1および第2の復号情報信号列を出力する第3の誤り訂正復号手段と、伝送路の状態および伝送する情報信号列の性質のうちの少なくとも一方に基づき、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備した構成とする。

【0033】上記(13)及び(14)のように構成することで、伝送路の状態又は伝送する情報信号列の性質に基づき、第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とが選択的に行われる。このため、その時々での伝送路の状態又は伝送する情報信号列の性質に応じて、常に最適な誤り訂正復号処理が行われることになり、この結果誤り訂正能力が高かつ効率的な誤り訂正復号を行うことができる。

【0034】(15)(1)又は(8)の構成において、第1の情報信号列には所定の伝送品質が要求される

非重要情報を割り当て、かつ第2の情報信号列には第1の情報信号列より高い伝送品質が要求される重要情報を割り当てる。このようにすることで、例えば画像データを伝送する場合に、各種制御情報、動き予測情報、離散コサイン変換(DCT)の低周波成分等の重要情報を第2の情報信号列に割り当て、その他DCTの高周波成分等の非重要情報を第1の情報信号列に割り当てるようにすれば、伝送品質が劣悪な条件下でも、少なくとも画像を構成する上で重要な各種情報を正しく再生することが可能となり、これにより判読が十分可能な画像を再構成することができる。また、すべての情報を第2の情報信号列として伝送する場合に比べ、高い伝送効率を確保することができる。

【0035】(16)(1)又は(8)の構成において、第1の情報信号列には伝送誤りに対し所定の強度を有する第1の伝送方式により伝送される情報を割り当て、かつ第2の情報信号列には伝送誤りに対する強度が前記第1の伝送方式より低い第2の伝送方式により伝送される情報を割り当てる構成とする。このような構成によれば、例えば16QAM方式や64QAM方式のように信号点間距離の短い変調方式を使用して伝送する情報信号は誤りを生じやすいので、この情報信号は第2の情報信号列として伝送し、一方QPSK方式のように信号点間距離の長い変調方式を使用して伝送する情報信号は比較的誤りを生じ難いので、この情報信号は第1の情報信号列として伝送することができる。このようにすることで、すべての情報信号に対し均一の誤り訂正能力を持たせて伝送することができる。

【0036】(17) $K \times L$ 個の要素からなる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対して、第1の誤り訂正符号化規則に従い $(N-K) \times L$ 個の要素からなる第1の二次元検査ブロックを生成するための第1の誤り訂正符号化手段と、前記第1の二次元情報ブロックのうち特に強い誤り保護が必要な $K2$ ($K > K2$) $\times L$ 個の要素からなる第2の二次元情報ブロックの垂直方向に対して、第2の誤り訂正符号化規則に従い $K2 \times (M-L)$ 個の要素からなる第2の二次元検査ブロックを生成するための第2の誤り訂正符号化手段と、前記第1の二次元情報ブロックと前記第1および第2の二次元検査ブロックとを含む符号化信号を伝送路へ送信するための送信手段とを具備した構成とする。

【0037】このような構成であれば、情報をブロック単位で取り扱うことができるので、情報信号列をバイト単位或いはオクテット単位で伝送するようなシステムに好適な誤り訂正符号復号伝送を行うことができる。さらに、第1の情報ブロックの全体に対してはその水平方向に誤り訂正が行われ、第1の情報ブロック中の特に重要性の高い第2の情報ブロックに対してはその垂直方向の誤り訂正が行われる。このため、情報ブロックの全体に対し水平方向及び垂直方向の誤り訂正を行う場合に比べ

て、少ない検査ブロックを付加するだけで効果的な誤り訂正復号処理を行うことができる。

【0038】(18)(17)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置にあって、受信された前記符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第1の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段と、この第1の誤り訂正復号手段から出力された第1の復号二次元情報ブロックに含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記受信符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段とを具備した構成とする。

【0039】このように構成することで、重要性の高い第2の二次元情報ブロックに対し第2及び第1の誤り訂正復号手段により二重の誤り訂正復号処理が行われることになるので、例えば移動通信システムのように伝送路品質が劣化している状態でも、少なくとも第2の二次元情報ブロックを正しく復号できる可能性が高くなる。

【0040】(19)(17)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置にあって、受信された前記符号化信号に含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記受信符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号二次元情報ブロック、および前記受信符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第1の復号二次元情報ブロックおよびさらに誤り訂正された第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段とを具備した構成とする。

【0041】このような構成においても、重要性の高い第2の二次元情報ブロックに対し第1及び第2の誤り訂正復号手段により二重の誤り訂正復号処理が行われることになり、これにより伝送路品質が劣化した場合でも第2の二次元情報ブロックを正しく復号できる可能性が高くなる。

【0042】(20)(18)、(19)の構成において、第1および第2の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復する反復復号機能を備えた構成とする。このように構成することで、第1及び第2の誤り訂正復号手段においては、最尤復号の反復を利用した復号が行われるので、より一層誤り訂正能力の高い復号を行うことができ、これにより伝送路品質

の劣悪な伝送路を使用する場合にも高品質の伝送を行うことが可能となる。

【0043】(21)(20)の構成において、要求される誤り訂正能力および許容される処理遅延量のうちの少なくとも一方に応じて反復回数を決定して、第1および第2の誤り訂正復号手段に設定する反復制御手段をさらに備えた構成とする。

【0044】このように構成することで、例えば受信装置の運用開始後に、要求される誤り訂正能力又は許容される処理遅延量が変更になった場合にも、反復制御手段により常に最適な反復回数を決定することができる。

【0045】(22)(17)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、受信された前記符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号して、第1の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段と、この第1の誤り訂正復号手段から出力された第1の復号二次元情報ブロックに含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号して、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段と、前記第1の誤り訂正復号手段と第2の誤り訂正復号手段との間で、誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復して、この反復復号後の第1および第2の復号二次元情報ブロックを出力する第3の誤り訂正復号手段と、伝送路の状態および伝送する情報信号の性質のうちの少なくとも一方に基づいて、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、前記第1及び第2の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備した構成とする。

【0046】(23)(17)の誤り訂正符号化装置から送信された符号化信号を受信し復号する誤り訂正復号装置であって、受信された前記符号化信号に含まれる前記第2の二次元情報ブロックに対応する情報ブロックの垂直方向に対し、前記受信符号化信号に含まれる第2の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号して、第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第2の誤り訂正復号手段と、この第2の誤り訂正復号手段から出力された第2の復号二次元情報ブロック、および前記受信符号化信号に含まれる第1の二次元情報ブロックの水平方向に対し、前記符号化信号に含まれる第1の二次元検査ブロックを基に誤り訂正復号を行って、第1の復号二次元情報ブロックおよびさらに誤り訂正された第2の復号二次元情報ブロックを出力するための第1の誤り訂正復号手段と、前記第1および第2の誤り訂正復号手段は、両者間で誤り訂正復号処理を少なくとも1回反復して、

この反復復号後の第1および第2の復号二次元情報ブロックを出力する第3の誤り訂正復号手段と、伝送路の状態及び伝送する情報信号の性質のうちの少なくとも一方に基づいて、前記第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段をそれぞれ使用する誤り訂正復号処理とを選択的に実行させる選択手段とを具備したことを特徴とするを具備した構成とする。

10 【0047】上記(22)及び(23)のように構成することで、伝送路の状態又は伝送する情報信号列の性質に基づき、第1の誤り訂正復号手段のみを使用する誤り訂正復号処理と、第1及び第2の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理と、第1、第2及び第3の誤り訂正復号手段を使用する誤り訂正復号処理とが選択的に行われる。このため、その時々での伝送路の状態又は伝送する二次元情報ブロックの性質に応じて、常に最適な誤り訂正復号処理が行われることになり、この結果誤り訂正能力が高くかつ効率的な誤り訂正復号を行うことができる。

20 【0048】(24)(17)の構成において、第1の二次元情報ブロックのうち第2の二次元情報ブロックを除いた情報ブロックには、所定の第1の伝送品質が要求される非重要情報を割り当て、かつ第2の二次元情報ブロックには、第1の伝送品質より高い第2の伝送品質が要求される重要情報を割り当てる構成とする。

30 【0049】このようにすることで、例えば画像データを二次元情報ブロックとして伝送する場合に、各種制御情報、動き予測情報、離散コサイン変換(DCT)の低周波成分等の重要情報を第2の二次元情報ブロックに割り当て、その他DCTの高周波成分等の非重要情報を第1の二次元情報ブロックに割り当てるようにすれば、伝送品質が劣悪な条件下でも、少なくとも画像を構成する上で重要な各種二次元情報ブロックを正しく再生することが可能となり、これにより判読が十分可能な画像を再構成することができる。また、すべての情報を第2の二次元情報ブロックとして伝送する場合に比べ、高い伝送効率を確保することができる。

40 【0050】(25)(17)の構成において、第1の二次元情報ブロックのうち前記第2の二次元情報ブロックを除いた情報ブロックには、伝送誤りに対し所定の強度を有する第1の伝送方式により伝送される情報を割り当て、かつ第2の二次元情報ブロックには、伝送誤りに対する強さが前記第1の伝送方式より低い第2の伝送方式により伝送される情報を割り当てる構成とする。このような構成によれば、例えば使用する変調方式の耐誤り性能に応じて、伝送情報を第1及び第2の二次元情報ブロックのいずれかに割り振ることで、すべての伝送情報に対し均一の誤り訂正能力を持たせて伝送することができる。

【0051】(26)(4)，(11)又は(20)の構成において、第1および第2の誤り訂正復号手段の入力側に、これらの誤り訂正復号手段に入力すべき各信号列あるいは信号ブロックの信号レベルを受信符号化信号のレベルに基づいて正規化するための正規化手段をさらに設けた構成とする。このように構成することで、反復復号により信頼度情報が高まったにも拘わらず、ユークリッド距離が遠くなるといった不具合の発生を防止することができ、これにより復号精度を高めることができる。

【0052】

【発明の実施の形態】以下、図を参照して本発明に係わる幾つかの実施形態を詳細に説明する。

(第1の実施形態)なお、以下の説明では被伝送情報としてマルチメディア情報を取り扱うものとし、その内訳は例えば画像データ、音声データ、コンピュータデータ等の付加データからなり、これらの情報を無線伝送路を介して多重伝送するものとして説明する。

【0053】図1(a)及び図1(b)は本発明に係る情報データ多重化伝送システムの第1の実施形態を示すもので、図1(a)は送信装置、図1(b)は受信装置の構成をそれぞれ示している。

【0054】図1(a)において、画像信号入力、音声信号入力、データ信号入力は、それぞれ画像伝送処理部11、音声伝送処理部12、データ伝送処理部13に供給される。各伝送処理部11～13はそれぞれ入力データを所定のフォーマットに合わせて変換処理し、多重化部14からの要求に応じて切り出して多重化部14に供給するものである。

【0055】多重化部14は、各伝送処理部11～13からの情報量を推定してヘッダ内に多重化テーブルを作成して組み込み、そのテーブルに基づいて各伝送処理部11～13からの情報データを読み出して配列することで、順次MUXパケットを生成するものである。この多重化部14から出力されるパケット列は変調部15で所定の変調方式で変調され、送信部16で電力増幅されて、空中線17を通じて無線伝送される。

【0056】図1(b)において、無線伝送されてきた信号は空中線21を通じて受信され、RF増幅部22で増幅された後、復調部23で復調検波されて分離部24に供給される。この分離部24は、復調信号からパケット毎にヘッダ内の多重化テーブルを取り出し、そのテーブルを参照してパケット内の画像データ、音声データ、付加データを分離するものである。ここで分離された画像データは画像伝送処理部25に供給され、音声データは音声伝送処理部26に供給され、付加データはデータ伝送処理部27に供給されてそれぞれ元の信号形式に変換される。

【0057】上記構成において、本発明の特徴とする部分の具体的な処理内容について説明する。送信側におい

て、多重化部14は図2に示すフローチャートに従って処理を行う。まず、各信号処理部11～13からの情報量を推定し(ステップS1)、各情報量に基づいて多重化コードを決定する(ステップS2)。次に、決定された(第1の)多重化コードのパリティをとり、これを第2の多重化コードとし、各多重化コードにそれぞれCRCを付加して2つのヘッダ情報H1、H2を作成する(ステップS3)。最後に、多重化コードに合わせて各メディアの情報データを取り出し(ステップS4)、2つのヘッダ情報と合わせてパケットに組み込んで出力する(ステップS5)。

【0058】図3は、MUXパケットの具体的構成法の基本概念を示す図である。MUXパケットは長さnビットの固定長を基本とし、同期を取るための同期領域(Sync.)、多重化テーブルが書かれたヘッダH1の後に音声、データ、映像の各メディア情報が所定のビット数(k1、k2、k3ビット)ずつ合計kビット、そしてヘッダH2から構成される。ここで、ヘッダH1とヘッダH2は以下の(1)、(2)に述べるいずれかの関係にあるように構成する。

【0059】(1)ヘッダH2はヘッダH1のパリティビットに相当するように構成する。但し、ヘッダH2はパリティ・インバータを通すことで元の情報、すなわちヘッダH1を復元することができる。この場合の受信側の分離部24におけるヘッダの復号手順を図4に示す。

【0060】図4において、まずヘッダH1の誤り検出をCRCを用いて行う(ステップS21、S22)。その結果、誤りがないと判断されたら(NO)、ヘッダH1に書かれている多重化テーブルの内容を基に、MUXパケットから各メディア情報を取り出す。

【0061】もし、誤りが検出されれば(YES)、次にヘッダH2の誤り検出を行う(ステップS23、S24)。ここで誤りがないと判断されれば(NO)、ヘッダH2をパリティ・インバータに通してヘッダH1を復元し(ステップS25)、多重化テーブルの内容を基にMUXパケットから各メディア情報を取り出す。なお、パリティインバータとは、パリティビットから元の情報ビットを復元する性質を持つパリティのことである。

【0062】ここでもまた誤りがあると判断された場合は(YES)、H1とH2を組み合わせて誤り訂正を行う(ステップS2)。そして誤り訂正後、再び誤り検出を行い(ステップS27、S26)、その結果、誤りが全て訂正されたと判断されれば(NO)、多重化テーブルの内容を基にMUXパケットから各メディア情報を取り出す。これでもまだ誤りが存在する場合は(YES)、修復不可能と判断してMUXパケットを廃棄する(ステップS29)。

【0063】図5に上記(1)の構成法に基づくMUXパケットの具体例を示す。図5において、ヘッダH1、H2はそれぞれ11ビット、20ビットであるとする。

但し、ヘッダH1の11ビットの情報ビット中には、多重化テーブルを表すビット等が8ビットと、CRC3ビット(CRC1)(ハミング符号)が含まれているとする。ヘッダH2は、11ビット+4ビットの'0'からなる合計15ビットの(31, 16) BCH符号(ハミング符号)を1ビット短縮化した短縮化(30, 15) BCH符号を基に15ビットのパリティビットを作成し、これに5ビットの他のCRC(CRC2)をさらに付加したものとする。

[0064] ここで、ヘッダH2は(1)に述べたようにパリティ・インバータを通すことでヘッダH1を再現することができる。この例の場合における復号手順を図6に示す。

[0065] 図6において、まず、CRC1を用いてヘッダH1の中に誤りがあるかどうかを調べる(ステップS31, S32)。誤りがない場合は(NO)、そのまま多重化テーブルを表すビット等の8ビットを取り出し、この情報を基に各メディア情報を取り出す。誤りがある場合は(YES)、CRC2を用いてヘッダH2の誤り検出を行う(ステップS33, S34)。ここで誤りがないと判断された場合は(NO)、パリティ・インバータを用いてヘッダH1を復元し(ステップS35)、復元されたH1から多重化テーブルを表すビット等8ビットを取り出す。もし、さらに誤りがある場合は(YES)、ヘッダH1に4ビットの'0'を付加した15ビットとヘッダH2のうちCRC2を取り除いたパリティ15ビットを組み合わせた短縮化(30, 15) BCHを復号し、誤り訂正を行う(ステップS36)。そして、その復号結果に対してCRC1を用いた誤り検出を行う(ステップS37、ステップS38)。その結果、誤りがなくなれば(NO)、多重化テーブルを表すビット等の8ビットを取り出す。しかし、それでも誤りが残っている場合は(YES)、MUXパケットを廃棄する(ステップS39)。

[0066] 図7に上記(1)の構成法に基づくMUXパケットの他の具体例を示す。図7において、ヘッダH1、H2はそれぞれ15ビットずつであるとする。但し、ヘッダH1の15ビットの情報ビットの中には、多重化テーブルを表すビット等が8ビットと、CRC3ビット、そしてこれら11ビットを情報ビットとする(15, 11) BCH符号のパリティが4ビットが含まれるものとする。ヘッダH2は、ヘッダH1の15ビットを、(31, 16) BCH符号を1ビット短縮化した短縮化(30, 15) BCH符号を基に作成した15ビットのパリティビットとする。ここで、ヘッダH1は、ヘッダH2を(1)に述べたようにパリティ・インバータに通すことで再現することができる。この例の場合における復号手順を図8に示す。

[0067] 図8において、まず、ヘッダH1のシンδροームを計算して誤りがあるかどうかを調べる(ステッ

プS41, S42)。そして、誤りがなければ(NO)、そのまま多重化テーブルを表すビット等8ビットを取り出す。誤りがあれば(YES)、訂正可能な(15, 11) BCH符号を用いて誤り訂正を行う(ステップS43)。

[0068] その後、CRCを用いてヘッダH1の中に誤りがあるかどうかを調べる(ステップS44, S45)。誤りがない場合は(NO)、そのまま多重化テーブルを表すビット等8ビットを取り出す。誤りがある場合は(YES)、訂正不可能な場合はヘッダH2からパリティ・インバータを用いてヘッダH1を復元し(ステップS46)、復元されたヘッダH1からCRCで誤り検出を行う(ステップS47, S48)。そして、誤りがなければ(NO)、多重化テーブルを表すビット等8ビットを取り出す。もし、さらに誤りがある場合は(YES)、訂正可能な(15, 11) BCH符号を用いて誤り訂正を行う(ステップS49)。

[0069] その後、CRCを用いてヘッダH1の中に誤りがあるかどうかを調べる(ステップS50, S51)。誤りがない場合は(NO)には、そのまま多重化テーブルを表すビット等の8ビットを取り出す。まだ誤りがある場合は(YES)には、ヘッダH1とヘッダH2を組み合わせた短縮化(30, 15) BCHを復号し、誤り訂正を行う(ステップS52)。そして、その復号結果に対してCRCを用いた誤り検出を行う(ステップS53, S54)。その結果、誤りがなくなれば(NO)、多重化テーブルを表すビット等の8ビットを取り出す。しかし、それでも誤りが残っている場合は(YES)には、MUXパケットを廃棄する(ステップS55)。

[0070] なお、図8の復号手順において、復号処理にかかる遅延時間を短縮するために、パリティ・インバータでヘッダH2からヘッダH1を復元する過程(ステップ46)から、ヘッダH1とヘッダH2を組み合わせて誤り訂正を行う前までの過程(ステップ53)を、パケット受信後に、すぐにヘッダH1の処理と並行して行うことも可能である(ヘッダH1、H2の構成に関しては、例えば、S. Lin, D. Costello 著の文献 "Error Control Coding", Prentice Hall Inc., 1983を参照)。

(2) ヘッダH1とヘッダH2はどちらも符号化率 $1/2$ の畳み込み符号化を行った後、所定の符号化率 r' ($r' > 1/2$)でバンクチャ化したものとする。なお、バンクチャ化とは、符号後から所定のビットを省くことで符号化率の高い符号を生成する処理のことである。

[0071] ここで、ヘッダH1とヘッダH2のバンクチャ化するビットパターンが逆の関係になるようにする。すなわち、ヘッダH1でバンクチャしたビットをヘッダH2では残し、ヘッダH1で残したビットのうち初めの1ビットを除いてH2でバンクチャする。この場合

のヘッダの復号手順を図9に示す。

【0072】図9において、まずヘッダH1の誤り訂正をビタビ復号等の符号化率 r' の畳み込み符号の復号手順を用いて行う(ステップS61)。そして、CRCを用いて誤り検出を行う(ステップS62、ステップS63)。その結果、誤りがないと判断されたら(NO)、ヘッダH1に書かれている多重化テーブルの内容を基に、MUXパケットから各メディア情報を取り出す。もし、誤りが検出されれば(YES)、次にヘッダH2の誤り訂正をヘッダH1同様に(ステップS64)、誤り検出を行う(ステップS65、S66)。

【0073】ここで誤りがないと判断されれば(NO)、多重化テーブルの内容を基にMUXパケットから各メディア情報を取り出す。ここでもまた誤りがあると判断された場合は(YES)、ヘッダH1とヘッダH2を組み合わせて符号化率 $1/2$ の畳み込み符号の復号を行う(ステップS67)。そして、誤り訂正の結果について誤り検出を行い(ステップS68、S69)、誤りが全て訂正されたと判断されれば(NO)、多重化テーブルの内容を基にMUXパケットから各メディア情報を取り出す。これでもまだ誤りが存在する場合は(YES)、修復不可能と判断し、MUXパケットを廃棄する(ステップS70)。

【0074】図10(a)に上記(2)の構成法に基づくMUXパケットの具体例を示す。図10(a)において、ヘッダH1、H2はそれぞれ16ビットずつであるとする。但し、これら16ビットは多重化テーブルを表すビット等が8ビットと、CRC3ビット、そして3ビットの0の14ビットを、符号化率 $1/2$ の畳み込み符号を原符号とするバンクチャド $r=7/8$ の畳み込み符号化により構成される。

【0075】ここで、ヘッダH1のバンクチャパターンは、図10(b)に示すバンクチャマトリクスの‘1’に対応するビットを残し、‘0’に対応するビットを間引くことで生成され、ヘッダH2のバンクチャパターンは図10(b)に示すバンクチャマトリクスの $x1, y1$ を除く‘1’に対応するビットを間引き、‘0’に対応するビットを残すことで生成される(畳み込み符号の構成等に関しては、例えば、今井著の文献“符号理論”、電子情報通信学会、1990年を参照)。

図11はMUXパケットの他の具体的構成法の基本概念を示す図である。MUXパケットは長さ n ビットの固定長を基本とし、同期を取るための同期領域(Sync.)、多重化テーブルが書かれたヘッダH1等の後に音声、データ、映像の各メディア情報が所定のビット数($k1, k2, k3$ ビット)ずつ合計 k ビット、そしてヘッダH2から構成される。ここで、ヘッダH1とH2は前述の(1)或いは(2)のいずれかのように構成されている。

【0076】図12はある時刻 $t, t+1, t+2$ にお

けるMUXパケットを示す。図12において、時刻 t におけるパケット t はパケット $t-1$ のヘッダH1とパケット t のヘッダH2を持ち、時刻 $t+1$ におけるパケット $t+1$ はパケット t のヘッダH1とパケット $t+1$ のヘッダH2を持つ。このようにH1とH2を離すことで、時間ダイバーシチ効果を持たせることができ、フェージング等の伝送路の劣化要因の影響を受けにくくすることができる。なお、ここではパケット t のヘッダH1をパケット $t+1$ で持たせる例について述べたが、パケット $t+2$ 、パケット $t+3$ 等に持たせることも可能である。

【0077】以上のことから明らかなように、上記の実施形態の構成によれば、MUXパケットのヘッダに誤り訂正能力を持たせているので、移動無線通信システムにおける劣悪な伝送路状態においても、MUXパケットから各メディア情報を取り出すことができるようになり、MUXパケットの廃棄される確率を低減することができる。

【0078】また、ヘッダを離して複数回送信し、それらのいずれからも元のヘッダが再生できるように誤り訂正符号化するようにしているので、フェージングなどの伝送路変動に対しても時間ダイバーシチ効果を持たせることができ、これによって効率よくヘッダを再生することができる。

【0079】なお、ヘッダ情報に付加する誤り訂正符号としては、他に次のようなものが考えられる。すなわち、図14に示すものは、ヘッダH1のMCフィールドおよびHECフィールドに対し、BCH(15, 7)符号を付加したものである。

【0080】また図15に示すものは、ヘッダH1のMCフィールドおよびHECフィールドに対しBCH(15, 7)符号を付加し、かつこのMCフィールド、HECフィールドおよびBCH(15, 7)符号に対し、さらにBCH(31, 16)符号の短縮符号であるBCH(30, 15)符号を付加するものである。

【0081】さらに図16に示すものは、ヘッダH1のPM、MCフィールド、HECフィールドおよびCRC符号に対し、BCH(31, 16)符号の短縮符号であるBCH(27, 12)符号を付加し、かつこのPM、MCフィールド、HECフィールド、CRC符号およびBCH(27, 12)符号に対し、さらにBCH(63, 36)符号の短縮符号であるBCH(54, 27)符号を付加するものである。

【0082】このような誤り訂正方式を採用することで次のような効果が奏せられる。すなわち、例えば図15に示した本発明の方式の特性を計算機シミュレーションによって評価し、その結果を図18および図19に示した。比較の対象としては、現H.223/Aに記載されている従来の方式、つまりBCH(31, 16)符号にHEC5ビット、CRC7ビットを用いた方式(図1

7)を選んだ。その理由は、使用している誤り訂正符号がどちらもBCH(31, 16)符号であり、MC4ビットを除いた残りのビットの活用法のみが異なるためである。

【0083】なお、本発明の方式の復号手順としては次のようなものを用いた。

(i) 先頭に付加されたBCH符号を誤り検出に使い、HECとともに誤りがないと判定されれば、MCを取り出す。

【0084】(ii) (i)でBCH(15, 7)符号、HECのいずれかのチェックで誤りがあると判断されたときに、後尾に付加された15ビットにパリティインバータを通してMC4ビット、HEC3ビット、BCH(15, 7)パリティ8ビットを再生し、その後(i)と同様の処理を行う。

【0085】(iii) (ii)でも誤りと判定された場合は、BCH(30, 15)符号で誤り訂正を行ったのち、BCH(15, 7)符号でさらに誤りを訂正し、HECでチェックを行う。

【0086】またシミュレーション条件は以下のように定めた。

MUX-PDU長；平均100オクテットの可変長MUX-SDU+ヘッダ長。

シミュレーション回数；1,000,000個のMUX-PDU。

誤りパターン；GSM, DECT(14km/h)。

【0087】評価基準は次の2つの条件を用いた。

第1の条件；できるだけ多くのMCが正しく取り出せること。

第2の条件；第1の条件の下で、誤ったMCを正しいと判断しないこと。

【0088】シミュレーション結果

正復号率；1,000,000MUX-PDU中、MCを誤りなく正しく取り出せた割合。

見逃し率；1,000,000MUX-PDU中、MCが誤っているのに正しいと判断した割合。

復号誤り；1,000,000MUX-PDU中、MCが最後まで誤りと判断されて残った割合。

【0089】図18および図19より、本発明の方式は従来方式に比べて、MCを正しく復号できる割合がすべての項目において改善されていることが分かる。また誤り見逃し率の点では、CRCを二重にかけている従来方式の方が優れているが、ヘッダ保護の評価基準に照らし合わせると、トータルとしては本発明方式の方が優れていることが分かる。

【0090】また、前記図14及び図15に示した方式では、ヘッダ情報のうちMCおよびHECに対してのみ誤り訂正符号を付加する場合について示した。しかし、これらの方式では、パケットマーカPMについては何ら保護が行われない。

【0091】そこで、この発明の第1の実施形態では、例えば図22に示すように送信側でヘッダに対し1ビットのPMビットを3個繰り返し挿入している。そして受信側において、受信した上記3個のPMビットの多数決をとり、その結果からPMビットを判定するようにしている。

【0092】このようにすることで、H. 223で規定されたフォーマットをできる限り保持しながら、PMビットを高精度に再生することが可能となる。PMビットは、分割可能論理チャネルのMUX-SDUの終わりをマークするために使用される重要な情報である。したがって、PMビットを正しく再生できることは、パケットを正確に受信再生する上で極めて有効である。

【0093】このPM繰り返し方式のシミュレーション評価結果を、図23および図24に示す。同図より明らかに、本発明の方式はPMが1個のみの従来方式に比べて、すべての項目において誤り個数が改善されていることが分かる。

【0094】なお、シミュレーションの条件を以下に示す。

MUX-PDU長；平均約20オクテットの可変長MUX-SDU+ヘッダ長。

シミュレーション回数；1,000,000個のMUX-PDU。

誤りパターン；GSM, DECT(14km/h)。

【0095】(第2の実施形態)前記第1の実施形態では、ヘッダの保護方式について述べた。しかし、移動通信において情報を高品質に伝送するには、ペイロード・フィールドも保護する必要がある。

【0096】この発明の第2の実施形態は、パケットのペイロード・フィールドに挿入される複数種の情報、例えば音声、データ、画像の3種類の情報に対し、H. 223のフォーマットを大きく変更することなく適切な保護を行うものである。以下詳しく説明する。

【0097】まずコンピュータデータについては、AL-SDUに対し、GF(2⁸)上短縮化リード・ソロモン符号を付加する方式を提案する。

【0098】音声については、その制御フィールド(オプション1オクテット)に対し8ビットのCRC符号を付加し、かつAL-SDUおよびCRCに対し、GF(2⁸)上短縮化リード・ソロモン符号を付加する方式を提案する。

【0099】画像については、制御フィールドが1オクテットの場合には、シーケンス番号SNのみにBCH(15, 7)符号を付加する方式を、また制御フィールドが2オクテットの場合には、制御フィールド全体にBCH(31, 16)符号を付加する方式をそれぞれ提案する。また、制御フィールド、AL-SDUおよびCRCに対し、GF(2⁸)上短縮化リード・ソロモン符号を付加する方式も提案する。

【0100】送信ユニットは、ALIM受信ユニットが受信可能な最大のAL-PDUサイズを越えないようにAL-PDUの大きさを設定しなければならない。このAL-PDUの大きさは、H. 245ケーパビリティで

- 1. ビット単位でのAL-PDUの長さ
- t... ビット単位でのAL-SDU*の長さ
- e... オクテット単位でのSRSコードの訂正能力
- 1. ビット単位でのコントロールヘッダ (CF) の長さ
- 1. ビット単位でのCRCの長さ

【0102】図54は、この第2の実施形態におけるベイロード保護方式を説明するための信号フォーマットである。図54において、AL-SDUはその長さがH. 223で定義された固定長(255-2e)より長い場合に、複数に分割される。すなわち、フレーム転送モードにおいて、Open Logical Channelメッセージによって分割手順の使用が知らされた場合に、アダプテーション・レイヤではAL-SDUが1つまたは複数のAL-SDUに分割される。この分割手順は受信する際に必須である。なお、Open Logical Channelメッセージは、H. 245で規格された制御コマンドの一つである。

【0103】次に、上記分割された各AL-SDUに対し、CRC (Cyclic Redundancy Check) 符号が付加される。すなわち、CRC符号はAL-SDU*全体に対して誤り検出機能を提供する。CRC符号は、エラー訂正符号化手順が行われる前にAL-SDUに付加される。CRCは、エラー訂正アルゴリズムの復号化手順がエラーフリーであるかどうかを確認するために、受信ユニットにおいて使用される。CRC長としては8, 16, 24及び32ビットがサポートされ、これらのうちどれを使用するかはOpen Logical Channel手順により指定される。CRCは、Recommendation H. 223の7. 3. 3. 2. 3で説明されている手順に従って評価される。

【0104】次に、上記CRCが付加されたAL-SDUに対し、短縮リード・ソロモン (SRS) 符号が付加される。すなわち、送信ユニットにおいて、AL-SDU*とCRCフィールドとの連結フィールドに対しSRS符号化が施され、これによりAL-PDUが作成される。CRCフィールドのSRS符号化は、CRCフィールドを表す多項式の最高位のタームから始まる。受信ユニットでは、AL-SDU*とCRCフィールドとの連結フィールドは、SRS復号化によって再構築される。この符号はシステムティックなので、受信ユニットでは、SRS復号を行うことなく、受信したビットストリームからCRC保護されたAL-SDU*を直接抽出することができる。

【0105】GaloisフィールドGF(2⁸)上で定義されているSRS符号は、生成多項式

$$g(x) = (x - \alpha)(x - \alpha^2) \dots (x - \alpha^{254})$$

から得られる。ここで、 α^i ($0 \leq i \leq 254$) は、原

規定されている。

【0101】AL-PDU長を定義するパラメータには、次のようなものがある。

10 始多項式

$$m(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$$

の根を指している。

【0106】図55は、シフトレジスタを用いたSRSエンコーダの構成を示す回路ブロック図である。同図において、メッセージシーケンス $u(u_{k-1}, u_{k-2}, \dots, u_1, u_0)$ の各要素はオクテット単位でのAL-SDU*の要素に対応している。従って、AL-SDU*の長さは、 $t = 8k$ を満たす。パリティチェック多項式 $p(x)$ は次のように計算される。

20 【0107】

$$\begin{aligned} p(x) &= x^{t-1} \dots - u(x) \bmod g(x) \\ &= p_{t-1} x^{t-1} - 1 x^{t-2} \dots - 1 \\ &\quad + p_{t-2} x^{t-2} - 1 x^{t-3} \dots - 1 + \dots \\ &\quad + p_1 x + p_0 \end{aligned} \quad \dots (2-1)$$

【0108】ここで、 $u(x)$ はメッセージ多項式を指し、次のように定義される。

$$\begin{aligned} u(x) &= u_{t-1} x^{t-1} + u_{t-2} x^{t-2} + \dots \\ &\quad + u_1 x + u_0 \end{aligned} \quad \dots (2-2)$$

30

【0109】上記(2-1)式及び(2-2)式から、コード多項式 $c(x)$ は次のように得られる。

$$\begin{aligned} c(x) &= u_{t-1} x^{t-1} \dots - 1 x^{t-2} + \dots \\ &\quad + u_{t-1} x^{t-1} \dots - 1 x^{t-2} + \dots \\ &\quad + u_1 x^{t-1} \dots - 1 x^{t-2} + \dots \\ &\quad + p_{t-1} x^{t-1} - 1 x^{t-2} \dots - 1 \\ &\quad + p_{t-2} x^{t-2} - 1 x^{t-3} \dots - 1 + \dots \\ &\quad + p_1 x + p_0 \end{aligned} \quad \dots (2-3)$$

40 【0110】例えば、 $e_{\dots} = 2$ 、 $u = (u_2, u_1, u_0) = (\alpha^2, \alpha^4, \alpha^7, \alpha^{11})$ の場合には、生成多項式 $g(x)$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} g(x) &= (x - \alpha)(x - \alpha^2) \dots (x - \alpha^{254}) \\ &= x^4 + \alpha^4 x^3 + \alpha^{11} x^2 \\ &\quad + \alpha^{11} x + \alpha^{11} \end{aligned} \quad \dots (2-4)$$

【0111】メッセージシーケンス $u = (\alpha^2, \alpha^4, \alpha^7, \alpha^{11})$ の各要素は、オクテット単位でのAL-SDU*の要素に対応している。従って、パリティチェック多項式 $p(x)$ は次のように計算される。

50

$$p(x) = x^4(\alpha^2 x^3 + \alpha^4 x^2 + \alpha^7 x + \alpha^{11}) \bmod g(x) \\ = \alpha^{112} x^3 + \alpha^7 x^2 + \alpha^{173} x + \alpha^{224}$$

...(2-5)

【0112】上記(2-4)式及び(2-5)式から、コード多項式 $c(x)$ は次のようになる。

$$c(x) = \alpha^2 x^4 + \alpha^4 x^3 + \alpha^7 x^2 + \alpha^{11} x + \alpha^{112} x^3 + \alpha^7 x^2 + \alpha^{173} x + \alpha^{224} \\ \dots(2-6)$$

【0113】従って、コードシーケンス $c = (\alpha^2, \alpha^4, \alpha^7, \alpha^{11}, \alpha^{112}, \alpha^7, \alpha^{173}, \alpha^{224})$ が得られる。図56は、この例を実現するシフトレジスタを使用したSRSエンコーダの構成を示すものである。

【0114】なお、AL-PDUの長さ l_v は、次の式で求めることができる。

$$l_v = l_s + t + l_{csc} + 16e, \dots \\ \dots(2-7)$$

【0115】ただし、パラメータ l_s 、 t 及び l_{csc} はバイトラインでなければならない。また式(2-7)は、送信ユニットによって使用されなければならない。受信ユニットでは、AL-SDU * t の長さは次式によって求めることができる。

$$t = l_s - l_s - l_{csc} - 16e, \dots \\ \dots(2-8)$$

【0116】また、上記(2-7)式もまた(2-8)式も、次の例に示すようにオクテットで計算しなければならない。すなわち、いま仮にAL1Mが $t = 378$ ビット (47オクテット)、 $e, \dots = 2$ 、 $l_s = 24$ ビット (3オクテット)、 $l_{csc} = 16$ ビット (2オクテット) のAL-SDU * を伝送したいものとする。

【0117】式(2-7)を使用すると、AL-PDUの長さは $l_v = 56$ オクテットである。瞬間レート r, \dots は、次式によって求めることができる。

$$r, \dots = (t + l_{csc}) / (l_v - l_s) \\ \text{この例では、瞬間レート } r, \dots = 49 / 53 \approx 0.9245 \text{ となる。}$$

【0118】以上説明したように第2の実施形態では、所定長ごとに分割した各AL-SDUに先ずCRC符号を付加し、さらにこのAL-SDU及びCRC符号の連結フィールドを $GF(2^8)$ 上の短縮化リード・ソロモン符号を用いてオクテット単位で誤り訂正符号化している。このため、H. 223との整合性を保持したうえで、AL-PDUペイロードに高いバースト誤り訂正能力を持たせることが可能となる。したがって、移動通信システムに適用した場合において、ヘッダばかりでなくAL-PDUペイロードを伝送誤りから確実に保護して、信頼性の高い通信を実現することができる。

【0119】しかも、この実施形態では、 $GF(2^8)$ 上の短縮化リード・ソロモンエンコーダを使用してAL-SDUの誤り訂正符号化処理を行っている。このため、可変長のAL-SDUに対しても適用することがで

きる。すなわち、一般に画像データを含むマルチメディア通信では、画像の符号化方式に可変長符号化方式を採用している。このため、AL-SDU長はフレームごとに変化する。しかし、この発明に係わる第2の実施形態のように $GF(2^8)$ 上の短縮化リード・ソロモン符号を使用することで、このAL-SDUの長さの変化にも対応することができる。

【0120】また、上記 $GF(2^8)$ 上の短縮化リード・ソロモン符号化を実現するエンコーダには、例えば図55に示したようにシフトレジスタを用いたものを使用している。そして、本実施の形態ではこのエンコーダにAL-SDUを入力する際に、図示するごとくメッセージ要素を、 $u_{k-1}, u_{k-2}, \dots, u_1, u_0$ の順に入力するようにしている。このようにすることで、従来より使用されている汎用のシフトレジスタ型エンコーダをそのまま使用して短縮化リード・ソロモン符号化処理を実現

【0121】図20および図21は、以上述べた方式による誤り率の発生状況をシミュレーションした結果を示すものである。なお、このシミュレーション結果は、H. 223/Aの畳み込み符号を比較の対象とし、コンピュータデータの場合について再送を行わずに誤り率がどの程度改善させるかを調べたものである。同図から明らかなように、本発明の方式によれば畳み込み符号を使用して情報データを保護する従来の方式に比べて、優れた誤り率特性が得られることが分かる。

【0122】上記シミュレーションの条件を以下に示す。
MUX-PDU長；平均約40オクテットの可変長AL-PDU+誤り訂正符号。
シミュレーション回数；10,000個のMUX-PDU。
誤りパターン；GSM, DECT (14 km/h)。
同期、ヘッダの誤りはないと仮定。

【0123】なお、短縮化リード・ソロモンエンコーダの他の構成としては次のようなものが考えられる。すなわち、先ず可変長符号化されたAL-SDU及びCRCの連結フィールドの長さを固定長 (255バイト) と比較し、固定長に満たない場合にはAL-SDU+CRCにヌル符号 (0) 列を付加してAL-SDU+CRCの長さを固定長と等しくする。次に、この長さが固定化されたAL-SDU及びCRCの連結フィールドを、その先頭の要素から $u_0, u_1, \dots, u_{k-2}, u_{k-1}$ の順に図55に示したエンコーダに入力し、符号化する。そして、この符号化されたAL-PDUから、固定長化するために付加した上記ヌル符号列を削除して短縮化符号とし、送信させる。このような構成によっても、短縮化リード

・ソロモン符号化を実現できる。

【0124】(第3の実施形態)図25は、この発明の第3の実施形態を説明するためのMUXパケットの概略構成図である。

【0125】MUXパケットには、+1あるいは-1の値をとる $C = [c(1), \dots, c(7)]$ で表される7ビットのヘッダ、つまり制御ビットが配置されており、この制御ビットには音声、データ、画像等のメディア情報をビット列上に多重する際の各々のビット数などの各種の制御情報が収められている。受信側で、これらの制御ビットが正しく認識されないと、多重された音声、データ、画像等のメディア情報を分離して再生することができない。

【0126】そこで、送信側では、7ビットの制御ビットに、 $P = [p(1), \dots, p(8)]$ で表される8ビットのパリティ1をBCH(15, 7)の符号化規則に従い生成する。そして、これらの7ビットの制御ビット C と8ビットのパリティ1 P とを合わせた15ビットに対して、 $Q = [q(1), \dots, q(15)]$ で表される15ビットのパリティ2を短縮BCH(30, 15)の符号化規則に従い生成する。なお、BCH符号の詳細は、例えば今井秀樹“符号理論”1990年(株)コロナ社に記されている。

【0127】この結果、7ビットの制御ビットに対し、8ビットのパリティ1と15ビットのパリティ2が付加され、これにより30ビットの符号化制御ビット $T = [t(1), \dots, t(30)]$ が生成される。但し、

【数1】

$$\begin{aligned} t(j) &= c(j), \quad j=1, \dots, 7 \\ t(j+7) &= p(j), \quad j=1, \dots, 8 \\ t(j+15) &= q(j), \quad j=1, \dots, 15 \end{aligned}$$

である。

【0128】そして、上記30ビットの符号化制御ビッ

パリティ1 $P = [t(8) = p(1), \dots, t(15) = c(8)]$

パリティ2 $Q = [t(16) = q(1), \dots, t(30) = q(15)]$

も、またこれらをすべて合わせた30ビットの送信符号化制御ビット $T = [t(1), \dots, t(30)]$ も、すべて 2^7 通りである。

【0132】まず、受信符号化制御ビットのうち、 $r(1), \dots, r(15)$ に対して、 2^7 通りの送信符号化制御ビット $t(1), \dots, t(15)$ との距離 δ_1 を、

【数4】

$$\delta_1 = (r(1) - t(1))^2 + \dots + (r(15) - t(15))^2$$

のユークリッド距離の計算から求める。そして、これにより得られた 2^7 通りの δ_1 のうち、最小値 $\delta_{\min 1}$ をとるときの送信符号化制御ビット $T_{\min 1} = [t(1),$

ット T をまとめて送信するのではなく、8ビットのパリティ1の最後のビットと、15ビットのパリティ2の先頭ビットとの間に、音声 $A1$ ビット、データ $A2$ ビット、画像 $A3$ ビットからなる計 $A = A1 + A2 + A3$ ビットのメディア情報ビットを挟んで送信する。すなわち、パリティ1とパリティ2を時間的に離間させて配置し送信する。

【0129】一方受信側では、上記30ビットの符号化制御ビット T と、 A ビットの情報ビットをそれぞれ受信する。受信ビットは、送信ビットに伝送路上で雑音が付加されたものである。すなわち、受信した符号化制御ビットは、送信した符号化制御ビット $T = [t(1), \dots, t(30)]$ に、雑音成分 $G = [g(1), \dots, g(30)]$ が付加されたもので、 $R = [r(1), \dots, r(30)]$ と表される。但し、

【数2】

$$r(j) = t(j) + g(j), \quad j=1, \dots, 30$$

である。

【0130】しかし判定器で、

【数3】

$$d(j) = \begin{cases} +1 : r(j) \geq 0 \\ -1 : r(j) < 0 \end{cases}$$

に従い、 $D = [d(1), \dots, d(30)]$ を得ると、雑音成分が大きい程、判定誤りを生じる。誤りがBCH符号の復号能力を超えると、制御ビットに訂正されないビット誤りを含むことになり特性が劣化する。このため、このような判定手段は用いないほうがよい。

【0131】そこで、この発明の第3の実施形態では、雑音に対する特性を改善するために、最尤復号法に基づき復号する。30ビットの送信符号化制御ビット T のうち、制御ビットは $t(1) = c(1), \dots, t(7) = c(7)$ の7ビットであり、各々が+1あるいは-1の値をとるため、全部で 2^7 通りである。それら以外は、制御ビットから定まるパリティビットであるため、

$\dots, t(15)]$ を、受信符号化制御ビット $r(1), \dots, r(15)$ から推定される最も確かな送信符号化制御ビットであると見なして選択する。

【0133】次に、同様に受信符号化制御ビットのうち $r(16), \dots, r(30)$ に対して、 2^7 通りの送信符号化制御ビット $t(16), \dots, t(30)$ との距離 δ_2 を、

【数5】

$$\delta_2 = (r(16) - t(16))^2 + \dots + (r(30) - t(30))^2$$

から計算する。そして、これにより得られた 2^7 通りの δ_2 のうち、最小値 $\delta_{\min 2}$ をとるときの送信符号化制御ビット $T_{\min 2} = [t(16), \dots, t(30)]$ を、 $r(16), \dots, r(30)$ から推定される最も確かな送信符号化制

御ビットであると見なし選択する。

[0134] そして、以上のように選択した $\delta_{\min 1}$, $\delta_{\min 2}$ を比較し、これらのうちの最小値を探す。この結果、例えば $\delta_{\min 1}$ が最小の場合には、 $T_{\min 1} = [t(1), \dots, t(15)]$ の最初の7ビット $t(1) = c(1), \dots, t(7) = c(7)$ から、最も信頼度の高い送信制御ビットを得る。

[0135] 一方、 $\delta_{\min 2}$ が最小の場合には処理が異なる。すなわち、 $t(15), \dots, t(30)$ は $t(1), \dots, t(15)$ に対して BCH (30, 15) の符号化規則に基づいて変換して得たものである。このため、 $t(15), \dots, t(30)$ に逆変換を施すと $t(1), \dots, t(15)$ を得ることができ、その最初の7ビットから $c(1), \dots, c(7)$ を得ることができる。すなわち、 $T_{\min 2} = [t(15), \dots, t(30)]$ から、逆変換により最も信頼度の高い送信制御ビット $t(1) = c(1), \dots, t(7) = c(7)$ を得る。

[0136] 以上のように第3の実施形態では、マルチメディア多重のための制御ビットの伝送において、受信符号化制御ビットと、考え得る送信符号化制御ビットとの距離の複数種類の最小値の中から最適なものを選択することにより、最も信頼度の高い送信制御ビットを再生している。また、パリティ1及びパリティ2は時間的に離れた位置に配置されているため、例えばパリティ1には付加雑音が多くパリティ2には付加雑音が少ない、或いはその反対にパリティ1には付加雑音が少なくパリティ2には付加雑音が多いと云うことが起こり得て、時間ダイバーシティ効果が生まれ、この結果精度の高い制御ビットの再生がなされる。

[0137] なお、以上述べた第3の実施形態では、7ビットの送信制御ビットに対して、8ビットのパリティ1を BCH (15, 7) により生成し、さらに15ビットのパリティ2を BCH (30, 15) により生成した。しかし、これに限定されるものではなく、任意のビット数の送信制御ビットに対して他の符号化法によるパリティ1, 2の生成が可能である。

[0138] 例えば、図28に示すようにパリティ2を生成の後、さらに他の符号化法でパリティ3を付加するなど、パリティを多段構成とすることで、より一層精度の高い制御ビットの再生を実現できる。

[0139] また、第3の実施形態では、パリティ1とパリティ2とを時間間隔をおいて伝送することにより、一方の時間では付加雑音が多くとも他方の時間では付加雑音が少なければ、時間ダイバーシティにより特性が改善される。しかし、本発明は必ずしもこの時間ダイバーシティ効果を利用するものに限定されない。

[0140] 例えば、図29(a)に示すようにパリティ1及びパリティ2を周波数間隔をおいて伝送するようにしてもよい。この場合には、一方の周波数では付加雑音が多くとも他方の周波数では付加雑音が少なければ、周波数ダイバーシティ効果により高品質の受信特性を得

ることができる。

[0141] また、スペクトラム拡散通信への応用において、例えば図29(b)に示すようにパリティ1とパリティ2を異なった拡散符号で拡散して伝送するようにしてもよい。この場合には、干渉信号が一方の拡散符号との相関が強くとも、他方の拡散符号とは相関が弱い可能性があることから、これを利用して受信データを高品質に再生することが可能となる。

[0142] (第4の実施形態) 第3の実施形態で述べたように、MUXパケットには、+1あるいは-1の値をとる $C = [c(1), \dots, c(7)]$ で表される7ビットの制御ビットがあり、受信側でこの制御ビットが正しく認識されないと、多重された音声、データ、画像などのメディア情報を分離して再生することができない。

[0143] そこで送信側では、7ビットの制御ビットに、 $P = [p(1), \dots, p(8)]$ で表される8ビットのパリティ1を BCH (15, 7) の符号化規則に従い生成する。そして、これらの7ビットの制御ビット C と8ビットのパリティ1とを合わせた15ビットに対して、 $Q = [q(1), \dots, q(15)]$ で表される15ビットのパリティ2を短縮 BCH (30, 15) の符号化規則に従い生成する。

[0144] この結果、7ビットの制御ビットに、8ビットのパリティ1と15ビットのパリティ2が付加され、30ビットの符号化制御ビット $T = [t(1), \dots, t(30)]$ が生成される。但し、

(数6)

$$t(j) = c(j), \quad j = 1, \dots, 7$$

$$t(j+7) = p(j), \quad j = 1, \dots, 8$$

$$t(j+15) = q(j), \quad j = 1, \dots, 15$$

である。

[0145] また、上記30ビットの符号化制御ビット T をまとめて送信するのではなく、8ビットのパリティ1の最後のビットと15ビットのパリティ2の先頭ビットの間に、音声 $A1$ ビット、データ $A2$ ビットおよび画像 $A3$ ビットからなる計 $A = A1 + A2 + A3$ ビットの情報ビットを挟んで送信する。すなわち、パリティ1とパリティ2を時間的に離間させて配置し送信する。

[0146] 一方受信側では、30ビットの符号化制御ビットと、 A ビットの情報ビットとをそれぞれ受信する。受信ビットは、送信ビットに伝送路上で雑音が付加されたものであり、実数値を示す。すなわち、受信した符号化制御ビットは、送信した符号化制御ビット $T = [t(1), \dots, t(30)]$ に、雑音成分 $G = [g(1), \dots, g(30)]$ が付加されたもので、 $R = [r(1), \dots, r(30)]$ と表される。

[0147] 但し、

(数7)

$$r(j) = t(j) + s(j), j = 1, \dots, 30$$

である。

[0148] しかし判定器で、

[数8]

$$d(j) = \begin{cases} +1 & : r(j) \geq 0 \\ -1 & : r(j) < 0 \end{cases}$$

に従い、 $D[d(1), \dots, d(30)]$ を得ると、雑音成分が大きい程、判定誤りを生じる。誤りがBCH符号の復号能力を超えると、制御ビットに訂正されないビット誤りを含むことになり特性が劣化する。

パリティ1 $P = [t(1) = p(1), \dots, t(15) = p(8)]$ 、

パリティ2 $Q = [t(16) = q(1), \dots, t(30) = q(15)]$

も、またこれらを全て合わせた30ビットの送信符号化制御ビット $T = [t(1), \dots, t(30)]$ も、すべて 2^7 通りである。

[0151] 送信符号化制御ビット T は 2^7 通りであるが、ここで j 番目($j = 1, 2, \dots, 30$)の要素 $t(j)$ について考える。 $t(j)$ が+1である T は 2^6 通りであり、同様に $t(j)$ が-1である送信符号化制御ビット T も 2^6 通りである。

[0152] 30個の要素からなる重み付けパラメータ $W[w(1), \dots, w(30)]$ を定め、初期値を $w(j) = 0, 0, j = 1, 2, \dots, 30$ とする。

[0153] また、30個の要素からなるソフト出力 $S = [s(1), \dots, s(30)]$ を定め、初期値を $s(j) = r(j), j = 1, 2, \dots, 30$ とする。但し、 $r(j)$ は、受信符号化制御ビット $R = [r(1), \dots, r(30)]$ の j 番目の要素である。

$$v(j) = r(j) + \alpha w(j), j = M, \dots, N$$

を計算する。但し、 α は実数値の係数である。

[0156] 次に、ステップS81において、ソフト入力 $v(M), \dots, v(N)$ に対し、 2^7 通りの送信符号化制御ビット $t(M), \dots, t(N)$ のうち、要素 $t(j)$ ($j = M, \dots, N$)が+1である 2^6 通りの送信符号化制御ビットとのユークリッド距離 δ_j^{-1} を、

[数10]

$$\delta_j^{-1} = (v(M) - t(M))^2 + \dots + (v(N) - t(N))^2$$

から計算する。そして、得られた 2^6 通りのユークリッ

$$\delta_j^{-1} = (v(M) - t(M))^2 + \dots + (v(N) - t(N))^2$$

から計算する。そして、得られた 2^6 通りのユークリッド距離のうち、最小のものを $\delta_{\min j}^{-1}$ と定義し、またそのときの送信符号化制御ビットを $t_j^{-1}(M), \dots, t_j^{-1}(N)$ と定義する。

[0158] 受信符号化制御ビット R を受信し、その要素 $r(j)$ を $d(j) = +1$ と判定したとき、その信頼度が

[0149] そこで、この発明の第4の実施形態では、雑音に対する特性を改善するために、判定値の信頼度を考慮して復号する。すなわち、受信符号化制御ビット $R = [r(1), \dots, r(30)]$ から、判定値 $D = [d(1), \dots, d(30)]$ の信頼度の推定を以下のように行う。

[0150] 30ビットの送信符号化制御ビット T のうち、制御ビットは $t(1) = c(1), \dots, t(7) = c(7)$ の7ビットであり、その各々が+1あるいは-1の値をとるため、全部で 2^7 通りである。それら以外は、制御ビットから定まるパリティビットであるため、

[0154] 重み付けパラメータ W 及びソフト出力 S は、以下に述べる反復プロセスにより修正される。プロセスユニットは、 M, N を次のように設定して実行される。

ステップ1: $M = 1, N = 30$

ステップ2: $M = 1, N = 15$

ステップ3: $M = 16, N = 30$

この3回のステップを構成するプロセスユニットは、図27に示すようにステップS85, S86, S87により反復される。プロセスユニットの処理内容を図26に示す。

[0155] プロセスユニットは、プロダクトコードの反復復号化に適用されるアルゴリズムにも基づく。すなわち、まずステップS80において、ソフト入力 $V[v(1), \dots, v(30)]$ に対して、

[数9]

ド距離のうち、最小のものを $\delta_{\min j}^{-1}$ と定義し、またそのときの送信符号化制御ビットを $t_j^{-1}(M), \dots, t_j^{-1}(N)$ と定義する。

[0157] 同様に、ステップS82において、受信符号化制御ビット $r(M), \dots, r(N)$ に対し、 2^7 通りの送信符号化制御ビット $t(M), \dots, t(N)$ のうち、要素 $t(j)$ ($j = M, \dots, N$)が-1である 2^6 通りの送信符号化制御ビットとの距離 δ_j^{-1} を、

[数11]

高いとは $\delta_{\min j}^{-1}$ ができるだけ大きくて、かつ $\delta_{\min j}^{-1}$ ができるだけ小さい場合である。逆に、要素 $r(j)$ を $d(j) = -1$ と判定したとき、その信頼度が高いとは、 $\delta_{\min j}^{-1} + 1$ ができるだけ大きくて、かつ $\delta_{\min j}^{-1}$ ができるだけ小さい場合である。

[0159] ここで、伝送される送信シンボルの $t(j)$

の対数尤度比 (LLR; Log Likelihood Ratio) は、次式により定義される。

【数12】

$$LLR(j) = \log \frac{Pr\{x(j)=+1/R\}}{Pr\{x(j)=-1/R\}}, \quad j=1, 2, \dots, N.$$

【0160】ここで、 $Pr\{t(j)=+1/R\}$ は受信シンボル列Rに対してj番目の送信シンボル $t(j)$ が1である確率である。同様に $Pr\{t(j)=-1/R\}$ は $t(j)$ が-1である確率である。

【0161】 $\delta \min j^{+1}$ と $\delta \min j^{-1}$ を使用すると、次式のようなLLR(j)の近似値を得ることができる。

【数13】

$$u(j) = \delta \cdot \min j^{+1} - \delta \cdot \min j^{-1}$$

【0162】このように定義すると、 $d(j)=+1$ と判定したとき、その信頼度が高い程、 $u(j)$ は正の大きい値をとる。逆に、 $d(j)=-1$ と判定したとき、その信頼度が高い程、 $u(j)$ は絶対値が大きい負の値をとる。従って、 $u(j)$ は信頼度を考慮した判定結果を表す。 $u(j)$ は

【数14】

$$u_j(1) = \begin{cases} 0 : t_j^{+1}(1) = t_j^{-1}(1) \\ 1 : t_j^{+1}(1) \neq t_j^{-1}(1) \end{cases}$$

とすると、

【数15】

$$u(j) = 4 \left(v(j) + \sum_{i=1, i \neq j}^N r(i) t_i^{+1}(1) u_j(1) \right)$$

と書き直すことができる。

【0163】同式において、右辺第2項が信頼度を左右するパラメータである。これを用いることにより、ステップS83において重み付けパラメータ $w(j)$ を

【数16】

$$w(j) = \sum_{i=1, i \neq j}^N r(i) t_i^{+1}(1) u_j(1), \quad j=1, 2, \dots, N$$

のように修正する。

【0164】同様に、ステップS84においてソフト出力 $s(j)$ を

【数17】

$$s(j) = v(j) + w(j), \quad j=1, 2, \dots, N$$

のように修正する。以上のように処理単位の繰り返しが行われる。そして、 $s(1), \dots, s(7)$ に対して0を基準として判定した結果が、再生した制御ビットである。

【0165】以上のプロセスユニットの反復過程で、各受信符号化制御ビットは徐々に信頼度が増していく。ス

テップ1ではパリティ1と2を含めて処理がなされ、またステップ2ではパリティ1のみを含めて処理がなされる。さらにステップ3ではパリティ2のみを含めて処理が行われる。

【0166】また、パリティ1とパリティ2は時間的に離れた位置に配置されているため、例えばパリティ1には付加雑音が多いがパリティ2には付加雑音が少ない場合、或いはその逆のことが起こり得る。すなわち、時間ダイバーシティ効果が生まれる。従って、一方から得た信頼度情報の精度が低くとも、他方から得た信頼度情報の精度が高ければ、精度の高い制御ビットの再生がなされる。

【0167】また第4の実施形態では、係数 α の大きさにより繰り返し処理における修正の強さが決まる。 α は一定でもよいし、あるいはステップ毎または繰り返しの過程で変更してもよい。例えば、繰り返しの初期の段階では推定した信頼度の精度が必ずしも高くないため α は0に近い値にし、繰り返しに従い徐々に1に近づける手法が考えられる。

【0168】なお、以上述べた第4の実施形態では、信頼度を高める処理をステップ1、ステップ2及びステップ3の順に繰り返したが、順番はこれに限定されない。また、3個のステップ1, 2, 3は必ずしもすべて用いなくてもよい。例えば、ステップ1とステップ2だけを用いてもよい。あるいは、繰り返しの途中でステップの個数を変更してもよい。例えば、ステップ1ではパリティ1と2を含めて処理を行い、ステップ2ではパリティ1のみを含めて処理を行い、ステップ3ではパリティ2のみを含む処理を行う。処理の繰り返しは、なるべく付加雑音の少ないパリティを含むステップを用いる方が精度の面で好ましく、状況に応じてステップを選択し変更することにより特性がさらに改善される。

【0169】さらに第4の実施形態では、7ビットの送信制御ビットに対して、8ビットのパリティ1をBCH(15, 7)により生成し、さらに15ビットのパリティ2をBCH(30, 15)により生成した。しかし、これに限定されず、任意のビット数の送信制御ビットに対して、他の符号化法によるパリティ1, 2の生成が可能である。

【0170】また、この第4の実施形態においても、図28に示したようにパリティを多段構成としてもよく、このようにするとより一層精度の高い制御ビットの再生が実現される。さらに、図29(a)に示すようにパリティ1とパリティ2を周波数間隔において伝送することにより周波数ダイバーシティ効果による受信品質の向上を図ったり、また図29(b)に示したようにパリティ1とパリティ2とを異なった拡散符号で拡散して伝送することにより、受信品質の向上を図ってもよい。あるいは、上記各方式を組み合わせることもできる。

【0171】(第5の実施形態) この発明の第5の実施

形態は、誤り保護を、ヘッダに限らず、コンピュータデータ、音声、画像などの各情報信号に対して実施する場合の一例を示したものである。

【0172】図3.0および図3.1はこの実施形態を説明するための情報信号の構成図である。いま仮に、MUXパケット中に図3.0に示すように $11 \times 11 = 121$ 個の要素からなる情報信号があるとする。この情報信号には、コンピュータデータ、音声、画像が含まれている。

【0173】送信側装置は、この情報信号をまずインタリーブ器により水平方向11個、垂直方向11個の要素からなる二次元の配列に並び替える。インタリーブには、伝送路で加わるバースト誤りを拡散してランダム化する効果がある。

【0174】次に上記二次元に配置した要素に対し、図3.1に示すようにブロック単位でパリティを付与する。すなわち、まず水平方向の各情報ブロックに着目し、11個の要素からなる情報ブロックごとに、4個のパリティ信号を例えばBCH(15, 11)の符号化則にしたがって付与する。次に垂直方向の各情報ブロックに着目し、同様に11個の要素からなる情報ブロックごとに、4個のパリティ信号を例えばBCH(15, 11)の符号化則にしたがって付与する。この処理により、水平方向については合計 $11 \times 4 = 44$ 個のパリティ信号が付加され、同様に垂直方向についても合計 $11 \times 4 = 44$ 個のパリティ信号が付加される。この結果、情報信号とパリティ信号とを合わせて $121 + 44 + 44 = 209$ 個の要素からなる送信符号化信号が生成される。

【0175】これに対し受信装置は、受信符号化信号に対し先に第4の実施形態で述べた復号方式、つまり処理単位の繰返しにより各ビットごとの判定値の信頼度を求めて符号判定を行う復号方式を用いて復号処理を行う。

【0176】但し、前記第4の実施形態ではBCH(15, 7)符号を用いたため符号化信号のパターンが2⁷通りであったが、本実施の形態ではBCH(15, 11)符号を用いているため、符号化信号パターンが2¹¹通りである点が異なる。また処理単位においてはM=1, N=15である。第4の実施形態で定義した信号を、本実施の形態では二次元信号で考え、送信符号化信号 $t(i, j)$ 、受信符号化信号 $r(i, j)$ 、信頼度信号 $w(i, j)$ 、入力信号 $v(i, j)$ 、出力信号 $s(i, j)$ のようになる。

【0177】それぞれ209個の要素からなる入力信号 $v(i, j)$ 、信頼度信号 $w(i, j)$ 、出力信号 $s(i, j)$ に対して、初期値を以下のように定める。

$$v(i, j) = 0.0$$

$$w(i, j) = 0.0$$

$$s(i, j) = r(i, j)$$

【0178】そして、ステップ1において、

$$v(i, j) = r(i, j) + \alpha w(i, j) \quad , \quad j = 1, \dots, 15$$

として、前記第4の実施形態における処理単位を、水平

方向の1番目から11番目までのブロック($i = 1, \dots, 11$)に対して実行して全要素に対して信頼度のパラメータ $w(i, j)$ を求める。そして、出力信号 $s(i, j) \leftarrow s(i, j) + \alpha w(i, j)$, $j = 1, \dots, 15$ のように修正する。

【0179】次にステップ2において、

$$v(i, j) = r(i, j) + \alpha w(i, j) \quad , \quad j = 1, \dots, 15$$

として、第4の実施形態における処理単位を垂直方向の1番目から11番目までの各ブロック($j = 1, \dots, 11$)に対して実行して、全要素に対して信頼度のパラメータ $w(i, j)$ を求める。そして、

$$s(i, j) \leftarrow s(i, j) + \alpha w(i, j) \quad , \quad j = 1, \dots, 15$$

のように修正する。

【0180】そうしてステップ1とステップ2を繰返し実行することにより、全要素に対して信頼度の高まった出力信号 $s(i, j)$ を得ることができる。このとき、上記繰返しの回数を増加させるほど信頼度は高まるが、反面演算量と処理時間は増える。

【0181】そこで、全要素に対し適当な回数の繰返し演算を終了したのちには、全要素のうち特に高い信頼度、つまり高い誤り保護が要求される要素にのみさらに演算を繰返す。

【0182】例えば、水平方向の第1ブロックにコンピュータデータなどの重要なデータが挿入されている場合には、適当な回数の繰返し演算後に、ステップ1を水平方向の第1ブロック($i = 1$)に対してのみ実行し、ステップ2は第1から第11($j = 1, \dots, 11$)までの垂直方向の各ブロックに対し実行し、以後これらのステップ1, 2を繰返す。この結果、水平方向の第1ブロックに含まれる要素は、ステップ1とステップ2の両方で信頼度 $w(i, j)$ の修正がなされる。

【0183】したがって、水平方向の第1ブロックに挿入されたコンピュータデータは信頼性の高い復号が可能となる。これに対しその他のブロックの要素についての信頼度 $w(i, j)$ の修正はステップ2によつてのみ行われるので、演算量が低減されて処理時間は短縮される。

【0184】以上のように第5の実施形態によれば、伝送情報のうち重要性の高いデータが挿入されたブロックに対してのみステップ1, 2により信頼度の修正が行われ、その他のブロックについてはステップ2のみで信頼度の修正が行われる。このため、すべての情報ブロックに対しステップ1およびステップ2により信頼度の修正を行う場合に比べて、重要性の高いデータの受信品質を高く保持した上で、短い処理時間で効率良く復号を行うことが可能となる。

【0185】また第5の実施形態によれば、すべての情報に付加するパリティビットの数は同一にできる。このため、例えば重要性の高い情報には多数のパリティを付加し、重要性のそれほど高くない情報には少数のパリティを付加する場合のように、誤り訂正の強さの段階数に

応じて各々の訂正能力の誤り訂正符号器および誤り訂正復号器をそれぞれ送信装置および受信装置に設ける必要はなくなり、これにより送信装置および受信装置の回路規模を小型化することができる。

【0186】なお、以上述べた第5の実施形態では、水平方向の第1ブロックに対してのみステップ1およびステップ2による信頼度の修正処理を繰り返す場合について述べたが、垂直方向の第1ブロックに対してステップ1およびステップ2による信頼度の修正処理を実行するようにしてもよい。また、水平方向および垂直方向の全ブロックのうちの特定の複数のブロックや、1ブロック中の特定の要素についてのみステップ1およびステップ2による信頼度の修正処理を実行するようにしてもよい。

【0187】さらに、誤り訂正符号としてはBCH符号以外にリード・ソロモン符号などの他のブロック符号や畳み込み符号を使用してもよい。また、前記第3および第5の実施形態では、送信符号化信号のすべてのパターンと、受信符号化信号との距離を、直接ユークリッド距離の計算により求めたが、これに限定されるものではなく、畳み込み符号などの復号にしばしば使用されるトレリス構造を利用した距離計算を使用してもよい。

【0188】また、この発明はメディア情報に限らず、他の情報データ多重化伝送においても適用可能である。特に、本発明は、マルチメディア情報通信のための標準化方式(MPEG(Moving Picture Experts Group)4)に向けてなされたものであり、扱われる情報としてその標準化方式のものが含まれることはいうまでもない。

【0189】(第6の実施形態)この発明の第6の実施形態は、音声データや画像データ、コンピュータデータ等の複数種の情報データを1つのパケットに収容して無線伝送するシステムにおいて、上記各種情報データを伝送誤りに対し強く保護する必要がある重要部分と、たとえ誤ったとしても情報データの受信再生にそれほど大きな影響を与えない非重要部分とに分ける。そして、上記重要部分については第1および第2の誤り訂正符号で二重に符号化して伝送し、非重要部分については第2の誤り訂正符号のみにより符号化して伝送するようにしたものである。

【0190】図32(a)及び図32(b)は、この実施形態を実現するための通信装置のAL(Adaptation Layer)の構成を示す回路ブロック図で、図32(a)は送信側のAL処理部を、図32(b)は受信側のAL処理部を示している。

【0191】送信側のAL処理部は、重要部分(High QoS)選択部31と、第1の符号化器32と、第2の符号化器33と、ALヘッダ付加部34とを備えている。一方受信側のAL処理部は、ALヘッダ検出部と、第2の復号器42と、第1の復号器43と、復号データ処理部

44とを備えている。

【0192】このような構成において、いま画像データを例にとりて説明すると、画像データのビットストリームは先ずHigh QoS選択部31に入力される。High QoS選択部31では、図33に示すように上記画像データのビットストリーが重要部分(High QoS部)と非重要部分(Low QoS部)とに分けられる。例えばMPEG4画像の場合には、RM(Resynchronization Marker)、MBA(Macroblock Address)、QP(Quantization Parameter)等のデータが重要部分とされ、それ以外のデータが非重要部分とされる。

【0193】この分けられた画像データのうち重要部分は、第1の符号化器32に入力されて誤り訂正符号化される。第1の符号化器32としては、例えば訂正能力tバイトを有するGF(2^t)上のリード・ソロモン(RS:Reed Solomon)符号化器が用いられる。

【0194】なお、一般にRS符号の符号長は255バイト固定であるが、画像データの重要部分の長さは可変長でかつ符号長が255バイトよりも短いことがある。このような場合にはRS符号を短縮化して使用する。例えば、重要部分の符号長がIHQの場合には、短縮化(IHQ+2e, IHQ)RS符号を使用する。但し、IHQ+2e≤255である。

【0195】上記第1の符号化器32から出力された重要部分の符号化画像データの頭部には、その符号長を表すヘッダH(1バイト)が付加される。このヘッダは、図示するごとく重要部分(High QoS部)の長さを表す8ビットの長さ情報と、AL-SDU中の重要部分の位置を表す4ビットの位置情報と、12ビットのGolay(24, 12)符号からなる誤り訂正符号とから構成される。

【0196】また、このヘッダHが付加された重要部分の符号化画像データおよび上記非重要部分の画像データの後尾には、誤り検出符号としてのCRCと、テールビットTBがそれぞれ付加される。TBは、第2の符号化器33で施す畳み込み符号化のためのものである。

【0197】そうして生成されたAL-SDU'は、第2の符号化器33に入力されて誤り訂正符号化される。この第2の誤り訂正符号化には符号化率1/4の畳み込み符号が使用される。またこの畳み込み符号化により得られた符号化画像データ列は、所定の符号化率r₁, ..., r_nになるようにパルクチャ化され、しかるのちALペイロードとしてALヘッダ付加部34に入力される。ALヘッダ付加部34では、上記ALペイロードに信号の送信順序を示す番号等を含むALヘッダが付加され、このALヘッダが付加されたALペイロードがAL-PDU(Protocol Data Unit)として図示しない多重化部(MUX)に入力される。

【0198】多重化部では、上記画像データのAL-PDUが、同様に他のAL処理部で生成された音声データ

のAL-PDUおよびコンピュータデータのAL-PDUとともに、図13(a)に示したようにパケットに挿入される。そして、この多重化パケットが変調されたのち無線部から無線伝送路へ送信される。

【0199】一方、受信側の通信装置では、無線伝送路を介して伝送された多重化パケット信号が受信復調されたのち分離部に入力され、ここで画像データのAL-PDUと、音声データのAL-PDUと、コンピュータデータのAL-PDUとに分離される。そして、これらのAL-PDUはそれぞれのAL処理部で誤り訂正復号される。

【0200】例えば、画像データ用のAL処理部では、まずALヘッダ検出部41においてALヘッダが抽出される。そして、ALペイロードが逆バンクチャ化されたのち、第2の復号器42に入力されてここでまずビタビ復号方式により誤り訂正復号される。そして、この復号されたAL-SDU'は、そのヘッダHの内容を基に重要部分の符号化画像データが選択され、この重要部分の符号化画像データが第1の復号器43に入力されてここでRS復号される。尚、ヘッダに生じた符号誤りは、誤り訂正符号(Golay(24, 12)符号)を用いた誤り訂正復号により訂正される。

【0201】そして、復号データ処理部44において、上記RS復号された重要部分の画像データと上記AL-SDU'の非重要部分の画像データとによりAL-SDUが再生され、さらにこのAL-SDUから画像データの受信ビットストリームが再生される。

【0202】以上のようにこの第6の実施形態では、情報データを重要部分と非重要部分とに分離して、重要部分に対してのみRS符号化を施し、しかるのちこの符号化された重要部分の情報データおよび上記非重要部分の情報データに対し畳み込み符号により誤り訂正符号化を施すようにしている。

【0203】したがって、情報データの重要部分を二重の誤り訂正符号化により強く保護することができ、これにより伝送品質が劣化した無線伝送路を介して伝送する場合でも、受信側で情報データを正しく復号再生できる確率が高くなる。また、情報データの重要部分に対してのみ二重の誤り訂正を施しているため、情報データの全てに対し二重の誤り訂正符号化を施す場合に比べて、伝送効率を高めることができる。

【0204】また、この第6の実施形態では、RS符号化後の重要部分のデータの符号長を表すヘッダHに対しCRCを付加することで誤り検出機能を持たせているので、AL-SDU'中の重要部分の範囲をより正確に特定できるようになり、これにより重要部分のRS復号をよりの確に行うことが可能となる。

【0205】なお、以上述べた第6の実施形態には次のような変形例が考えられる。すなわち、上記第1の符号化器32において情報データの重要部分に対し行ったR

S符号化は畳み込み符号化に置き換えることができる。図34はこの畳み込み符号化を用いる場合の動作を示す図である。

【0206】すなわち、送信側では、AL-SDUの重要部分(High QoS)に対し先ずインタリーブを行い、このインタリーブ後の重要部分の情報データにその符号長を表すヘッダ部H(1バイト)と、CRCと、テールビットTBとをそれぞれ付加する。次に、このヘッダH等が付加された重要部分の情報データの全体に対し第1の畳み込み符号を用いて畳み込み符号化を行い、続いて必要に応じ所定の符号化率にバンクチャ化する。

【0207】一方、それとは別に、情報データの重要部分および非重要部分の両方を含む上記AL-SDUの全体に対し、CRCおよびテールビットTBを付加してAL-SDU'を生成する。そして、このAL-SDU'に対し第2の畳み込み符号を用いて誤り訂正符号化を行い、この符号化されたAL-SDU'を所定の符号化率にバンクチャ化する。

【0208】最後に、上記第1の畳み込み符号により符号化された重要部分の情報データと、上記第2の畳み込み符号により符号化されたAL-SDU'とを多重化してALペイロードを生成し、さらにこれにALヘッダを付加してAL-PDUを生成し、送信に供する。

【0209】これに対し受信側では、上記第1の畳み込み符号により符号化された重要部分の情報データ、および上記第2の畳み込み符号により符号化されたAL-SDU'に対しそれぞれ別の復号器で復号処理が行われ、かつ両復号器間で重要部分の情報に対し反復復号が行われる。そして、この復号処理により再生された重要部分および非重要部分の各情報データは合成されてAL-SDUとなり、このAL-SDUを基に原受信データのビットストリームが再生される。

【0210】このような構成によっても、情報データの重要部分に対しては二重の誤り訂正符号化を施すことが可能となり、伝送効率をある程度確保した上で情報データを正しく伝送することが可能となる。

【0211】また他の変形例として、伝送路の状態を監視して伝送路品質が良好と判定された場合には、図32で述べた第2の符号化器33における畳み込み符号の符号化率 r_1, \dots, r_n を1に設定する。このようにすると、第2の符号化器33をスルー状態としてAL-SDU'に対する畳み込み符号化を省略することができる。

【0212】さらに、伝送品質の良い伝送路を固定的に使用するシステムでは、多重化装置及び分離装置からそれぞれ第2の符号化器33及び第2の復号器42を取り外してもよい。この場合の多重化装置及び分離装置の回路構成を図35(a)及び図35(b)に示す。

【0213】以上のように構成することで、所望の品質を得るために必要な畳み込み符号の符号化率が小さくなり、これにより例えば移動通信システムのように伝送帯

域が限られたシステムにおいても、より一層高品質でかつ高レートの情報伝送を実現することができる。また、多重化装置および分離装置における誤り訂正符号化・復号処理を簡単化することができる。

【0214】また、図33および図34において、情報データの重要部分に対し誤り訂正符号化するために用いたRS符号および図34で述べた第1の畳み込み符号は他の誤り訂正符号に置き換えることも可能である。

【0215】ところで、以上述べた第6の実施形態ではマルチメディア多重情報伝送システムの多重化装置および分離装置を例にとって説明したが、この第6の実施形態で述べた情報データに対する誤り訂正方式はその他の情報伝送システムにも適用可能である。また、誤り訂正方式自体には次のような各種実施の形態が考えられる。以下その実施形態を述べる。

【0216】(第7の実施形態) 図36は、この発明の第7の実施形態に係わる誤り訂正システムの誤り訂正符号化装置の概略構成図である。

【0217】情報データは、コンピュータデータ、音声データ、画像データ等の各種メディア情報であり、これらの情報データは図示しない情報分類部で、普通程度の誤り保護が要求される第1の情報信号列(レイヤ1)と、レイヤ1より強い誤り保護が要求される第2の情報信号列(レイヤ2)とに分けられる。

【0218】例えば、複数種のメディア情報を多重伝送する場合には、レイヤ1の情報には音声データや画像データが分類され、レイヤ2にはコンピュータデータが分類される。また、同一のメディア情報をレイヤ1とレイヤ2に分けてもよい。例えば、画像データの場合には、各種制御情報、動き予測情報、離散コサイン変換(DCT: Discrete Cosine Transform)の低周波成分等が強い誤り保護が必要な情報であるため、これらの情報をレイヤ2に分類し、その他DCTの高周波成分の情報等はレイヤ1に分類する。

【0219】上記レイヤ1に分類された第1の情報信号列S1およびレイヤ2に分類された第2の情報信号列S2は、第1の符号化器51にそれぞれ入力される。そして、ここで例えば畳み込み符号を用いてまとめて誤り訂正符号化される。これにより第1の検査信号列E1が生成される。また上記第1および第2の各情報信号列S1、S2のうちより重要な第2の情報信号列S2は、インタリーブ器53で情報要素の順番が変えられたのち第2の符号化器52に入力され、ここで例えば畳み込み符号を用いて誤り訂正符号化される。これにより第2の検査信号列E2が生成される。

【0220】そして、上記第1の情報信号列S1、第2の情報信号列S2、第1の検査信号列E1および第2の検査信号列E2は、例えば図37に示すように多重化されて伝送路へ送信される。

【0221】一方、受信側の誤り訂正復号装置は次のよ

うに構成される。図38乃至図42はその構成を示す回路ブロック図である。

【0222】すなわち、復号方式には5つの方式が考えられる。

(1) 第1の復号方式

第1の復号方式は、図38に示すごとく受信情報信号列S1、S2を検査信号列E1とともに第1の復号器61に入力して誤り訂正復号し、これにより第1および第2の復号情報信号列S1a、S2aを得るものである。

【0223】上記第1の復号器61の復号方式としては、雑音を含んだ実数値の要素の受信情報信号列を0より大きいかなにかにより+1、-1に判定したのち復号する、いわゆる硬判定が用いられる。この硬判定を用いれば簡易な復号が可能であるが、さらに高精度の復号が必要な場合には、雑音を含んだ実数値の要素の受信情報信号列を判定せずに復号する軟判定に基づく最尤復号を使用するとよい。この第1の復号方式は、伝送路品質が比較的良好で第1の復号器61による誤り訂正復号で第2の情報信号列S2を正しく復号できる場合に使用される。

【0224】(2) 第2の復号方式

第2の復号方式は、図39に示すごとく受信情報信号列S1、S2を受信検査信号列E1とともに第1の復号器61に入力して誤り訂正復号することにより復号情報信号列S1a、S2aを得る。そして、これらの復号情報信号列S1a、S2aのうちの復号情報信号列S2aを、インタリーブ器63で情報要素の順番を変えたのち受信検査符号E2とともに第2の復号器62に入力して誤り訂正復号し、その出力信号列をデインタリーブ器64でデインタリーブすることにより復号情報信号列S2bを得るものである。

【0225】上記第1および第2の復号器61、62の復号方式には、両方とも硬判定を用いるものと、両方とも軟判定に基づく最尤復号法を用いるものが考えられるが、他に第1の復号器61で軟判定に基づく最尤復号を行い、しかるのち第2の復号器62で硬判定を行う方式も考えられる。

【0226】この第2の復号方式は、レイヤ2の情報信号列S2に対し第1および第2の復号器61、62により二重の誤り訂正復号が施されるので、伝送路として例えば無線伝送路を使用した場合のように伝送路品質が悪い場合にも、少なくとも第2の情報信号列S2を正しく復号できる。したがって、例えば画像データをレイヤ1とレイヤ2に分けて伝送している場合には、少なくとも画像を構成する上で重要な各種情報を正しく復号再生できるので、判読が十分に可能な画像を再構成することができる。

【0227】(3) 第3の復号方式

第3の復号方式は、図40に示すように、先ず受信情報信号列S2をインタリーブ器63でインタリーブしたの

ち受信検査信号列E 2とともに第2の復号器6 2に入力して誤り訂正復号し、次にこの第2の復号器6 2により得られた復号情報信号列S 2 aをデインタリーブ器6 4でデインタリーブしたのち、受信情報信号列S 1および受信検査信号列E 1とともに第1の復号器6 1に入力して誤り訂正復号し、これにより復号情報信号列S 1 aおよび復号情報信号列S 2 bを得るようにしたものである。

【0228】第1および第2の復号器6 1, 6 2の復号方式には、前記第2の復号方式の場合と同様に、両方とも硬判定を用いるものと、両方とも軟判定に基づく最尤復号法を用いるものが考えられ、さらに第2の復号器6 2で軟判定に基づく最尤復号を行い、しかるのち第1の復号器6 1で硬判定を行う方式も考えられる。

【0229】(4) 第4の復号方式

第4の復号方式は、強い誤り保護を行う必要がある情報信号列S 2の復号を、第1の復号器6 1と第2の復号器6 2との間で最尤復号を反復することにより行い、これにより信頼度の高い復号情報信号列を得ようとするものである。

【0230】すなわち、図4 1に示すように、先ず受信情報信号列S 1および受信情報信号列S 2が受信検査信号列E 1とともに第1の復号器6 1に入力され、ここで最尤復号法により誤り訂正復号される。そして、この第1の復号器6 1により得られた受信情報信号列S 2の信頼度情報は、加算器6 9で受信情報信号列S 2に加えられ、かつインタリーブ器6 3でインタリーブされたのち、受信検査信号列E 2とともに第2の復号器6 2に入力されて、ここで最尤復号法により誤り訂正復号される。なお、このとき上記第1の復号器6 1で得られた復号情報信号列S 1 aはそのまま復号結果として出力される。

【0231】一方、上記第2の復号器6 2により得られた受信情報信号列S 2の信頼度情報は、デインタリーブ器6 8でデインタリーブされたのち加算器6 7で受信情報信号列S 2に加算されて第1の復号器6 1に入力される。またこのとき第1の復号器6 1には、先に第1の復号器6 1により得られた受信情報信号列S 1の信頼度情報および受信検査信号列E 1の信頼度情報が、加算器6 5, 6 6で受信情報信号列S 1および受信検査信号列E 1に加えられたのち入力され、再度最尤復号される。

【0232】そして、上記第1の復号器6 1による再度の復号で得られた受信情報信号列S 2の信頼度情報は、加算器6 9で受信情報信号列S 2に加えられたのちインタリーブされて第2の復号器6 2に入力される。またこのとき第2の復号器6 2には、前記1回目の復号により得られた受信検査信号列E 2の信頼度情報が加算器7 0で受信検査信号列E 2に加えられて入力され、再度最尤復号される。

【0233】かくして、第1の復号器6 1と第2の復号

器6 2との間では、受信情報信号列S 2に対し最尤復号の反復を使用した復号処理が行われる。以上の反復復号処理は予め定めた回数だけ繰り返され、この繰り返し終了後に第2の復号器6 2により得られた復号情報信号列がデインタリーブ器6 4でデインタリーブされたのち、復号情報信号列S 2 cとして出力される。

【0234】なお、以上の反復復号処理の間に、受信情報信号列S 1, S 2および受信検査信号列E 1, E 2は図示しないメモリに記憶されており、反復毎にこのメモリから読み出されて第1および第2の復号器6 1, 6 2に入力される。なお、反復復号処理が開始される前の各信頼度情報は「0」に初期設定されている。

【0235】(5) 第5の復号方式

第5の復号方式は、最尤復号の反復を利用した他の方式である。すなわち、図4 2に示すごとく、先ず受信情報信号列S 2はインタリーブ器6 3でインタリーブされたのち、受信検査信号列E 2とともに第2の復号器6 2に入力されてここで最尤復号される。そして、この第2の復号器6 2により得られた上記受信情報信号列S 2の信頼度情報は、デインタリーブ器6 4でデインタリーブされたのち、加算器6 7で受信情報信号列S 2に加えられて第1の復号器6 1に入力される。またこのとき第1の復号器6 1には、受信情報信号列S 1および受信検査信号列E 1が入力され、最尤復号が行われる。

【0236】また、この第1の復号器6 1により得られた受信情報信号列S 2の信頼度情報は、加算器6 9で受信情報信号列S 2に加えられ、かつインタリーブ器6 3でインタリーブされたのち上記第2の復号器6 2に入力される。またこのとき第2の復号器6 2には、第2の復号器6 2により得られた受信検査信号列E 2の信頼度情報が、加算器7 0で受信検査信号列E 2に加えられたのち入力され、再度最尤復号される。

【0237】かくして、第1の復号器6 1と第2の復号器6 2との間では、受信情報信号列S 2に対し最尤復号の反復を利用した復号処理が行われる。以上の反復復号処理は予め定めた回数だけ繰り返され、この繰り返し終了後に第1の復号器6 1において硬判定された復号情報信号列S 2 cが、復号情報信号列S 1 aとともに出力される。

【0238】以上(4)および(5)で述べた最尤復号の反復を利用した復号処理を理論的に説明すると以下のようになる。すなわち、最尤復号器に受信信号列の要素と各要素の事前情報とを入力すると、受信信号列要素が各要素の信頼度情報とともに出力される。

【0239】具体的には、情報信号列と検査信号列とを合わせた符号化信号の要素の数をNとしたとき、送信符号化信号列は

$$X = [x(1), x(2), \dots, x(N)]$$

と表される。なお、 $x(j)$ はそのj番目の要素である。

また受信した符号化信号列を

$R = [r(1), r(2), \dots, r(N)]$

とし、かつ伝送路で付加された雑音信号列を $E = [e(1), e(2), \dots, e(N)]$ とすると、

【数18】

$$r(j) = z(j) + e(j), \quad j = 1, 2, \dots, N.$$

となる。

【0240】ここで、以下の対数尤度比 (LLR: Long Likelihood Ratio) を各信号列の要素毎に計算する。

【数19】

$$LLR(j) = \log \frac{\Pr\{x(j) = +1/R\}}{\Pr\{x(j) = -1/R\}}, \quad j = 1, 2, \dots, N.$$

【0241】ここで、対数尤度比 $LLR(j)$ は、受信信号列 R に対して、その j 番目の要素の送信符号化値が $x(j) = +1$ である確率 $\Pr[x(j) = +1/R]$ と、 $x(j) = -1$ である確率 $\Pr[x(j) = -1/R]$ との比の対数値であり、 $x(j) = +1$ である確率が大きいほど、 $LLR(j)$ は正で絶対値の大きい値をとり、 $x(j) = -1$ である確率が大きいほど、 $LLR(j)$ は負で絶対値の大きい値をとる。

【0242】 $LLR(j)$ は、受信信号列 R の各要素 $r(j)$ を、 $+1$ または -1 と判定する際の信頼度情報を与える。この $LLR(j)$ の計算法は、例えば J. Hagenauer, E. Offer, L. Papke, "Iterative decoding of binary block and convolutional codes", IEEE Trans. IT., vol. 42, no. 2, pp. 429-445, March 1996 に記されている。

【0243】すなわち、第1の復号器61で受信情報信号列の各要素について対数尤度比 LLR を計算し、出力される各要素の信頼度情報を、第2の復号器62に入力する受信信号列の各要素に事前情報として加える。逆に、第2の復号器62で受信信号列の各要素について対数尤度比 LLR を計算し、出力される各要素の信頼度情報を、第1の復号器61に入力する受信信号列の各要素に事前情報として加える。そうして第1の復号器61と第2の復号器62との間で最尤復号を反復することで、出力される復号情報信号列の信頼度は徐々に高められる。そして、復号を所定回数行ったのち、 $+1$, -1 の硬判定を行ってその判定値を最終的な復号情報信号列とする。

【0244】なお、反復回数は、要求される誤り訂正能力、許容される処理量や遅延量に応じて適宜定める。例えば、要求される誤り訂正能力が高い場合には、反復復号の回数を多く設定して信頼度の高い復号を行う。この場合、反復復号を使用することで、比較的小さい回路規模で誤り訂正能力の高い復号が実現できる。これに対し許容される処理遅延量が小さい場合には、この許容される遅延量の範囲内で反復回数を設定する。

【0245】また、上記第4及び第5の復号方式において、第1および第2の復号器61, 62に各信号列を入力する際に、これらの各信号列を、受信符号化信号列 R を構成する各要素 $r(j)$ の自乗平均値あるいは最大値を

とる要素 $r(j)$ maxの値により正規化するとよい。このようにすると、反復復号により信頼度情報が高まったにも拘わらずユークリッド距離が遠くなることを防止することができ、これにより復号精度を高めることができる。なお、上記各信号列の正規化は、受信符号化信号列 R のレベルを基に予め設定した2以上の値によって行ってもよい。

【0246】以上のように第7の実施形態では、送信側において、情報データを強い誤り保護を必要とする情報信号列 S_2 とそれ以外の情報信号列 S_1 とに分け、情報信号列 S_1 , S_2 を第1の符号化器51で誤り訂正符号化して検査信号列 E_1 を生成するとともに、情報信号列 S_2 については第2の符号化器52により単独で誤り訂正符号化して検査信号列 E_2 を生成し、これらの検査信号列 E_1 , E_2 を情報信号列 S_1 , S_2 とともに送信している。

【0247】一方受信側においては、5種類の復号方式を用意している。そして、その時々において伝送に係わる種々の条件に応じて上記5種類の復号方式の中から最適なものを一つ選択して、受信情報信号列 S_1 , S_2 の復号を行うようにしている。

【0248】選択の基になる条件としては、先ず伝送情報の性質があげられる。具体的には、情報データの種類 (画像データであるか、音声データであるか、あるいはコンピュータデータであるか)、伝送された情報データがリアルタイム性を要求されるものか否か、要求される復号品質、許容される処理遅延量等である。これらの条件は、送受間で情報データの伝送に先立ち行われるネゴシエーション期間等において認識可能である。

【0249】また選択の基になる他の条件として伝送路の状態があげられる。これは伝送路品質のことで、受信側の通信装置において受信電界強度やCRC (Cyclic Redundancy Code) 等の誤り検出符号を用いた誤り検出頻度、さらにはARQ (Automatic Repeat Request) 等の再送機能を利用した再送の頻度、システムの同期系や復調系におけるジッタの発生量、送受信バッファにおける情報データの蓄積量等を監視することで検出可能である。

【0250】選択の具体例としては、次のようなものがあげられる。すなわち、有線伝送路を使用する場合のように比較的伝送路品質の良い条件下では、第1の復号方式を選択して復号を行う。一方、無線伝送路を使用する場合のように伝送路品質の劣悪な条件下では、第2乃至第5の復号方式を選択して復号を行う。また、同じ無線伝送路を使用する場合でも、伝送遅延がある程度許されかつ高い信頼度が要求される場合には、第4または第5の復号方式を選択して復号を行い、これに対し伝送遅延の許容度が少ない場合には第2又は第3の復号方式を選択して復号を行う。

【0251】また、音声データのようにリアルタイム性

が要求される情報データを復号する場合には、第2又は第3の復号方式を選択するか、あるいは第4又は第5の復号方式を選択したとしても復号の反復回数を少なく設定する。これに対しコンピュータデータのようにリアルタイム性は要求されないが低い信頼度が要求される情報データを復号する場合には、第4又は第5の復号方式を選択し、しかも反復回数を多く設定する。

【0252】このような構成であれば、伝送効率を高く保持した上で、少なくとも強い誤り保護が要求される情報データについては高い信頼度で復号再生を行うことができ、しかもその時々々の伝送条件や伝送情報の性質に応じて最適な復号方式を選択して復号を行うことができる。

【0253】また第7の実施形態では、第1および第2の情報信号列S1、S2を第1の符号化器51に入力する際にはそのまま入力し、一方第2の情報信号列S2を第2の符号化器52に入力する際にインタリーブを行うようにしている。このように構成すると、受信側において第1および第2の情報信号列を第1の復号器61のみを用いて簡単に復号しようとする場合には、インタリーブおよびデインタリーブを行うことなく復号を行うことができる。

【0254】（第8の実施形態）この発明の第8の実施形態は、第7の実施形態をさらに改良したもので、送信側の誤り訂正符号化装置において、第2の情報信号列S2を第2の符号化器に入力する際にはそのまま入力し、一方第1および第2の情報信号列S1、S2を第1の符号化器に入力する際に第2の情報信号列S2に対しインタリーブを行うようにしたものである。

【0255】図43は、この第8の実施形態に係わる誤り訂正符号化装置の構成を示すブロック図である。図示しない分類部でレイヤ1に分類された第1の情報信号列S1はそのまま第1の符号化器71に入力される。またレイヤ2に分類された第2の情報信号列S2は、インタリーブ器53で情報要素の順番が変えられたのち、第1の符号化器71に入力される。そして、この第1の符号化器71では、上記第1および第2の情報信号列S1、S2が例えば畳み込み符号によりまとめて誤り訂正符号化される。これにより第1の検査信号列E1が生成される。

【0256】一方、上記第2の情報信号列S2は単独で第2の符号化器72にも入力され、ここで例えば畳み込み符号を用いて誤り訂正符号化される。これにより第2の検査信号列E2が生成される。

【0257】そして、上記第1の情報信号列S1、第2の情報信号列S2、第1の検査信号列E1および第2の検査信号列E2は、例えば図37に示すように多重化されて伝送路へ送信される。

【0258】一方、受信側の誤り訂正復号装置は次のように構成される。図44乃至図48はその構成を示す回

路ブロック図である。

【0259】すなわち、この第8の実施形態においても、復号方式には前記第7の実施形態と同様5つの方式が考えられる。

(1) 第1の復号方式

第1の復号方式は、図44に示すごとく受信情報信号列S2を検査信号列E2とともに第2の復号器82に入力して誤り訂正復号し、これにより第2の復号情報信号列S2aを得るものである。なお、受信情報信号列S1については誤り訂正復号せずにそのまま出力する。

【0260】上記第2の復号器81の復号方式としては、雑音を含んだ実数値の要素の受信情報信号列を0より大きいとか否かにより+1、-1に判定したのち復号する、いわゆる硬判定が用いられる。この硬判定を用いれば簡易な復号が可能であるが、さらに高精度の復号が必要な場合には、雑音を含んだ実数値の要素の受信情報信号列を判定せずに復号する軟判定に基づく最尤復号を使用するとよい。

【0261】この第1の復号方式は、伝送路品質が比較的良好で第2の復号器82による誤り訂正復号で第2の情報信号列S2を正しく復号できる場合に使用される。

【0262】(2) 第2の復号方式

第2の復号方式は、図45に示すごとく受信情報信号列S2を受信検査信号列E2とともに第2の復号器82に入力して誤り訂正復号することにより復号情報信号列S2aを得る。そして、この復号情報信号列S2aをインタリーブ器83で情報要素の順番を変えたのち、受信情報信号列S1および受信検査信号列E1とともに第1の復号器81に入力して誤り訂正復号する。そして、この第1の復号器81から出力された復号情報信号列S1aをそのまま出力し、また復号情報信号列S2aをデインタリーブ器84でデインタリーブすることにより復号情報信号列S2bとして出力する。

【0263】上記第1および第2の復号器81、82の復号方式には、両方とも硬判定を用いるものと、両方とも軟判定に基づく最尤復号法を用いるものが考えられるが、他に第2の復号器82で軟判定に基づく最尤復号を行い、しかるのち第1の復号器81で硬判定を行う方式も考えられる。

【0264】この第2の復号方式は、レイヤ2の情報信号列S2に対し第1および第2の復号器81、82により二重の誤り訂正復号が施されるので、伝送路として例えば無線伝送路を使用した場合のように伝送路品質が悪い場合にも、少なくとも第2の情報信号列S2を正しく復号できる。したがって、例えば画像データをレイヤ1とレイヤ2に分けて伝送している場合には、少なくとも画像を構成する上で重要な各種情報を正しく復号再生できることで、判読が十分に可能な画像を再構成することができる。

【0265】(3) 第3の復号方式

第3の復号方式は、図46に示すように、先ず受信情報信号列S2をインタリーブ器83でインタリーブして、受信情報信号列S1および受信検査信号列E1とともに第1の復号器81に入力して誤り訂正復号する。そして、この第1の復号器81により得られた復号情報信号列S2aをデインタリーブ器84でデインタリーブしたのち、受信検査信号列E2とともに第2の復号器82に入力して誤り訂正復号し、これにより復号情報信号列S2bを得るようにしたものである。

【0266】第1および第2の復号器81、82の復号方式には、前記第2の復号方式の場合と同様に、両方とも硬判定を用いるものと、両方とも軟判定に基づく最尤復号法を用いるものが考えられ、さらに第1の復号器81で軟判定に基づく最尤復号を行い、しかるのち第2の復号器82で硬判定を行う方式も考えられる。

【0267】(4)第4の復号方式

第4の復号方式は、強い誤り保護を行う必要がある情報信号列S2の復号を、第2の復号器82と第1の復号器81との間で最尤復号を反復することにより行い、これにより信頼度の高い復号情報信号列を得ようとするものである。

【0268】すなわち、図47に示すように、先ず受信情報信号列S2は受信検査信号列E2とともに第2の復号器82に入力されてここで最尤復号される。そして、この第2の復号器82により得られた上記受信情報信号列S2の信頼度情報は、加算器90で受信情報信号列S2に加えられ、かつインタリーブ器83でインタリーブされたのち第1の復号器81に入力される。またこのとき第1の復号器81には、受信情報信号列S1および受信検査信号列E1が入力され、最尤復号が行われる。

【0269】また、この第1の復号器81により得られた受信情報信号列S2の信頼度情報は、デインタリーブ器87でデインタリーブされ、かつ加算器86で受信情報信号列S2に加えられて上記第2の復号器82に入力される。またこのとき第2の復号器82には、第2の復号器82により得られた受信検査信号列E2の信頼度情報が、加算器85で受信検査信号列E2に加えられたのち入力され、再度最尤復号される。

【0270】かくして、第2の復号器82と第1の復号器81との間では、受信情報信号列S2に対し最尤復号の反復を利用した復号処理が行われる。以上の反復復号処理は予め定めた回数だけ繰り返される。そして、この繰り返し終了後に第1の復号器81において硬判定された復号情報信号列S2cがデインタリーブ器84でデインタリーブされて出力され、かつ復号情報信号列S1aはそのまま出力される。

【0271】なお、以上の反復復号処理の間に、受信情報信号列S1、S2および受信検査信号列E1、E2は図示しないメモリに記憶されており、反復毎にこのメモリから読み出されて第1および第2の復号器81、82

に入力される。なお、反復復号処理が開始される前の各信頼度情報は「0」に初期設定されている。

【0272】(5)第5の復号方式

第5の復号方式は、最尤復号の反復を利用した他の方式である。すなわち、図48に示すように、先ず受信情報信号列S1および受信情報信号列S2が受信検査信号列E1とともに第1の復号器61に入力され、ここで最尤復号法により誤り訂正復号される。なお、このとき上記受信情報信号列S2は、インタリーブ器83でインタリーブされて入力される。

【0273】第1の復号器81により得られた受信情報信号列S2の信頼度情報は、デインタリーブ器84でデインタリーブされ、かつ加算器86で受信情報信号列S2に加えられたのち、受信検査信号列E2とともに第2の復号器82に入力されて、ここで最尤復号法により誤り訂正復号される。なお、このとき上記第1の復号器81で得られた復号情報信号列S1aはそのまま復号結果として出力される。

【0274】一方、上記第2の復号器82により得られた受信情報信号列S2の信頼度情報は、加算器90で受信情報信号列S2に加算されたのち、インタリーブ器83でインタリーブされて、第1の復号器81に入力される。またこのとき第1の復号器81には、先に第1の復号器81により得られた受信情報信号列S1の信頼度情報および受信検査信号列E1の信頼度情報が、加算器88、89で受信情報信号列S1および受信検査信号列E1に加えられたのち入力され、再度最尤復号される。

【0275】そして、上記第1の復号器81による再度の復号で得られた受信情報信号列S2の信頼度情報は、デインタリーブ器84でデインタリーブされたのち、加算器86で受信情報信号列S2に加えられて第2の復号器82に入力される。またこのとき第2の復号器82には、前記1回目の復号により得られた受信検査信号列E2の信頼度情報が加算器85で受信検査信号列E2に加えられて入力され、再度最尤復号される。

【0276】かくして、第2の復号器82と第1の復号器81との間では、受信情報信号列S2に対し最尤復号の反復を使用した復号処理が行われる。以上の反復復号処理は予め定めた回数だけ繰り返され、この繰り返し終了後に第2の復号器82により得られた復号情報信号列S2cがそのまま復号信号として出力される。なお、反復回数は、要求される誤り訂正能力、許容される処理量や遅延量に応じて適宜定める。

【0277】また、上記第4及び第5の復号方式において、第1および第2の復号器81、82に各信号列を入力する際に、これらの各信号列を、受信符号化信号列Rを構成する各要素 $r(j)$ の自乗平均値あるいは最大値をとる要素 $r(j)_{\max}$ の値により正規化するとよい。このようにすると、反復復号により信頼度情報が高まったにも拘わらずユークリッド距離が遠くなることを防止する

ことができ、これにより復号精度を高めることができる。なお、上記各信号列の正規化は、受信符号化信号列Rのレベルを基に予め設定した2以上の値によって行ってもよい。

【0278】さらに第1乃至第5の各復号方式の選択方式についても、前記第7の実施形態で述べたようにその時々々の伝送条件や伝送情報の性質に応じて最適な復号方式を選択する。

【0279】以上のように第8の実施形態においても、前記第7の実施形態と同様に、伝送効率を高く保持した上で、少なくとも強い誤り保護が要求される情報データについては高い信頼度で復号再生を行うことができ、しかもその時々々の伝送条件に応じて最適な復号方式を選択して復号を行うことができる。

【0280】また第8の実施形態では、第2の情報信号列S2を第2の符号化器に入力する際にはそのまま入力し、一方第1および第2の情報信号列S1、S2を第1の符号化器に入力する際に第2の情報信号列S2に対しインタリーブを行うようにしている。このように構成すると、受信側において第2の情報信号列S2のみを第2の復号器82のみを用いて簡単に復号しようとする場合には、インタリーブおよびデインタリーブを行うことなく復号を行うことができる。

【0281】なお、前記第7の実施形態および第8の実施形態では、第1乃至第5の復号方式の中から一つを選択するようにしたが、第1の復号方式と第2または第3の復号方式とのうちの一方を選択するように構成してもよく、また第2又は第3の復号方式と第4又は第5の復号方式とのうちの一方を選択するように構成してもよい。

【0282】また、前記第7の実施形態において、受信情報信号列S2のみを簡単に復号する場合には、図49に示すように受信情報信号列S2をインタリーブ器63でインタリーブしたのち受信検査信号E2とともに第2の復号器62に入力する復号方式を採用すればよい。

【0283】同様に、前記第8の実施形態において、受信情報信号列S1、S2とともに簡単に復号する場合には、図50に示すように受信情報信号列S1を受信検査信号E1とともに第1の復号器81に入力して誤り訂正復号し、さらにこの第1の復号器81から出力された情報信号列をデインタリーブ器84でデインタリーブすることにより復号情報信号列S2aを出力する復号方式を採用すればよい。

【0284】さらに、第7および第8のいずれの実施形態においても、送信側の誤り訂正符号化装置で使用する符号化器51、52、71、72には、ブロック符号化器や畳み込み符号化器を使用できる。要するに、情報信号に、所定の符号化規則に従って検査信号を付加する方式を採用した符号化器であれば如何なるものを使用してもよい。

【0285】一般的にブロック符号は、K個の要素の情報信号列にN-K個の検査信号列を付加して、N個の要素からなる符号化ブロックを生成する(N, K)符号と記述され、符号化率は K/N と定義される。一方、畳み込み符号も組織符号の場合、K個の情報要素の入力の後、符号化器を構成するレジスタの内容を0にするM個の付加情報を挿入するため、符号化率は $1/R$ としたとき、 $N=R(K+M)$ として(M, K)符号と記述される。

10 【0286】(第9の実施形態) この発明の第9の実施形態は、前記第7および第8の実施形態が情報信号列に対する誤り訂正符号化・復号方式を述べたのに対し、情報信号ブロックに対する誤り訂正符号化・復号方式を述べるものである。

【0287】以下第9の実施形態を図51を基に説明する。いま仮に11(=K)個の要素からなる情報ブロックを設定する。このうち6(=K1)個をレイヤ1の情報ブロック1、残り5(=K2)個をレイヤ2の情報ブロック2とする。11個の要素からなる情報ブロックを4(=L)個用意して、 $4 \times 11 = 44$ 個の要素からなる二次元情報ブロックを設定する。

【0288】先ず二次元情報ブロックを水平方向に読み出し、各情報ブロックにBCH(15, 11)の誤り訂正符号化規則に従い4(=N-K)個の要素からなる検査信号ブロック1を付加する。次に、二次元情報ブロックの情報ブロック2を含む部分を垂直方向に読み出し、各情報ブロックに拡大ハミング(8, 4)の誤り訂正符号化規則に従い4(=M-L)個の要素からなる検査ブロック2を付加する。

30 【0289】すなわち、レイヤ2の情報ブロック2の要素には、水平と垂直の二重に誤り訂正符号化が施されることになる。ここで、水平と垂直の異なる方向に情報ブロックを読み出すことは、基本的なインタリーブ操作であり、これは伝送路上で加わるバースト的な誤りを拡散してランダム化する効果がある。またBCH(15, 11)、拡大ハミング(8, 4)の誤り訂正符号化は、ともに1ビット誤り訂正能力がある。

【0290】以上のような誤り訂正符号化処理により得られた符号化二次元ブロックは、情報ブロック1、情報ブロック2、検査ブロック1、検査ブロック2から構成され、これは送信符号化ブロックとなって伝送路へ送信される。

【0291】これに対し受信側では、伝送路上で雑音を含んだブロックを受信符号化ブロックとして受信し復号する。復号方式には以下に示す5つの方式がある。

【0292】(1) 第1の復号方式
第1の復号方式は、受信した二次元情報ブロックを2値に判定した後、水平方向に読み出し、各情報ブロックにBCH(15, 11)の誤り訂正復号を行うものであ
50 る。このようにすると、情報ブロック1と情報ブロック

2とを合わせた11ブロックの各ブロックについて、1ビットの誤り訂正がなされる。

[0293] (2) 第2の復号方式

第2の復号方式は、上記第1の復号方式において誤り訂正が完全になされない場合に、引き続き、受信した二次元情報ブロックの情報ブロック2を含む部分を垂直方向に読み出し、この読み出した情報ブロックの要素に拡大ハミング(8, 4)の誤り訂正復号を行うものである。このようにすると、情報ブロック2の要素についてさらに1ビットの誤り訂正が行われる。

[0294] 以上述べた第1および第2の復号方式は、硬判定の代数的復号法を採用したものである。

[0295] (3) 第3の復号方式

第3の復号方式は、受信した二次元情報ブロックを2値の判定を行わずに、元のアナログ数値のまま水平方向に読み出し、各情報ブロックに対して判定を行わずにユークリッド距離に基づく最尤復号を行うものである。

[0296] (4) 第4の復号方式

第4の復号方式は、上記第3の復号方式において、誤り訂正が完全になされていない場合に、引き続き、受信した二次元情報ブロックの情報ブロック2を含む部分を垂直方向に読み出し、各情報ブロックに対して判定を行わずにユークリッド距離に基づく最尤復号を行うものである。

[0297] 以上述べた第3および第4の復号方式は、軟判定の最尤復号法に基づくものである。

[0298] (5) 第5の復号方式

第5の復号方式は、最尤復号の反復法を採用したものである。すなわち、受信した二次元情報ブロックを水平方向に読み出し、各情報ブロックに対してユークリッド

$$\epsilon_j^1 = (r(1) - z(1))^2 + \dots + (r(N) - z(N))^2, \quad j = 1, \dots, N$$

から計算する。

[0303] これにより得られた $2K-1$ 通りの距離のうち、最小のものを $\delta_{\min j+1}$ とし、またそのときの送信符号化ブロックを $[x_{j+1}(1), x_{j+1}(2), \dots, x_{j+1}(N)]$ とする。

$$\epsilon_j^1 = (r(1) - z(1))^2 + \dots + (r(N) - z(N))^2, \quad j = 1, \dots, N$$

から計算する。

[0305] これにより得られた $2K-1$ 通りの距離のうち、最小のものを $\delta_{\min j-1}$ とし、またそのときの送信符号化ブロックを $[x_{j-1}(1), x_{j-1}(2), \dots, x_{j-1}(N)]$ とする。

[0306] 受信側において、要素 $r(j)$ を $d(j) = +1$ と判定したとき、その信頼度が高いとは $\delta_{\min j-1}$ ができるだけ大きくて、かつ $\delta_{\min j+1}$ ができるだけ小さい場合である。

[0307] 逆に、要素 $r(j)$ を $d(j) = -1$ と判定したとき、その信頼度が高いとは $\delta_{\min j+1}$ ができるだけ

距離に基づく最尤復号を行う。このとき、復号値の大きさが信頼度情報となる。続いて、受信した二次元情報ブロックの情報ブロック2を含む部分を垂直方向に読み出し、これに上記水平方向の復号で得た信頼度情報を加えて、各情報ブロックに対してユークリッド距離に基づく最尤復号を行う。このときも、復号値の大きさが信頼度情報となる。

[0299] すなわち、水平方向の最尤復号で得た信頼度情報を垂直方向の最尤復号を行う際の事前情報とし、垂直方向の最尤復号で得た信頼度情報を水平方向の最尤復号を行う際の事前情報として、復号を反復する。

[0300] ここで、対数尤度比LLRの近似計算を示す。なお、この計算は下記の文献に基づくものである。R. Pyndiah, A. Glavieux, A. Picart, S. Jacq, "Near optimum decoding of product codes", IEEE GLOBECOM '94, pp. 339-343, 1994.

[0301] いま、 K 個の要素からなる情報ブロックと、 $N-K$ 個の要素からなる検査信号列とを合わせた送信符号化ブロックを、 N 個の要素からなる $X = [x(1), x(2), \dots, x(N)]$ と表す。各要素 $x(j)$ は、 $+1$ あるいは -1 の2値をとる。そして、伝送路を介して受信した符号化ブロックを $R = [r(1), r(2), \dots, r(N)]$ で表す。各要素 $r(j)$ は伝送路雑音を含むためアナログ値をとる。

[0302] 伝送路雑音を白色ガウス雑音と仮定すると、 $LLR(j)$ は以下のように近似される。すなわち、 $[r(1), r(2), \dots, r(N)]$ に対して要素 $x(j)$ が $+1$ である $2K-1$ 通りの送信符号化ブロックとの距離 δ_{j+1} を、

[数20]

[0304] 同様に、 $[r(1), r(2), \dots, r(N)]$ に対して $2K-1$ 通りのパターンの送信符号化信号のうち、要素 $x(j)$ が -1 である $2K-1$ 通りの送信符号化ブロックとの距離 δ_{j-1} を、

[数21]

大きくて、かつ $\delta_{\min j-1}$ ができるだけ小さい場合である。

[0308] ここで、 $LLR(j)$ は以下の $u(j)$ のように近似される。

[0309]

[数22]

$$u(j) = \delta_{\min j-1} - \delta_{\min j+1}, \quad j = 1, \dots, N$$

[0310] このように定義すると、 $d(j) = +1$ と判定したときには、その信頼度が高いほど $u(j)$ は正の大きい値をとる。逆に、 $d(j) = -1$ と判定したときに

は、その信頼度が高いほど $u(j)$ は絶対値が負の大きい値をとる。したがって、 $u(j)$ は信頼度を考慮した判定結果を表す。 $u(j)$ は

【数23】

$$g_j(l) = \begin{cases} 0 & : x_j^{+1}(l) = x_j^{-1}(l) \\ 1 & : x_j^{+1}(l) \neq x_j^{-1}(l) \end{cases}$$

とすると、

【数24】

$$w(j) = 4(r(j) + w(j)), \quad j = 1, \dots, N$$

$$w(j) = \sum_{l=1}^N r(l) x_j^{+1}(l) g_j(l), \quad j = 1, \dots, N$$

と書き直すことができる。 $w(j)$ が信頼度を左右するパラメータである。

【0311】以上を基に、受信した二次元ブロックの各要素に対して、送信符号化信号 $x(i, j)$ 、受信符号化信号 $r(i, j)$ 、信頼度信号 $w(i, j)$ 、入力信号 $v(i, j)$ 、出力信号 $s(i, j)$ を定義して、初期値を以下のように定める。

【0312】

【数25】

$$\begin{aligned} v(i, j) &= 0.0 \\ w(i, j) &= 0.0 \\ s(i, j) &= r(i, j) \end{aligned}$$

【0313】先ずステップ1（水平方向）を

【数26】

$$v(i, j) = r(i, j) + \alpha w(i, j), \quad j = 1, \dots, 15$$

とする。但し、 α は実数値の係数である。

【0314】水平方向の1番目から4番目までのブロック ($i = 1, \dots, 4$) に対して $LLR(j)$, $j = 1, \dots, 15$ の近似値を計算し、全要素に対して信頼度のパラメータ $w(i, j)$ を求め、

【数27】

$$s(i, j) = s(i, j) + \beta w(i, j), \quad j = 1, \dots, 15$$

のように修正する。但し、 β は実数値の係数である。

【0315】次にステップ2（垂直方向）を

【数28】

$$v(i, j) = r(i, j) + \alpha w(i, j), \quad i = 1, \dots, 8$$

とする。

【0316】垂直方向の1番目から4番目までのブロック ($j = 1, \dots, 11$) に対して $LLR(i)$, $i = 1, \dots, 8$ の近似値を計算し、全要素に対して信頼度のパラメータ $w(i, j)$ を求め、

【数29】

$$s(i, j) = s(i, j) + \beta w(i, j), \quad i = 1, \dots, 8$$

のように修正する。

【0317】すなわち、図52に示すように水平方向の最尤復号（ステップ1）と垂直方向の最尤復号（ステップ2）とを繰り返すことにより、受信された情報ブロック2に含まれる要素はステップ1とステップ2の両方で信頼度パラメータ $w(i, j)$ の修正がなされる。一方、情報ブロック1の要素はステップ2でのみ信頼度パラメータ $w(i, j)$ の修正が行われる。そして、繰り返し回数を増やすほど、情報ブロック2の情報の信頼度は高められる。

【0318】なお、係数 α , β の大きさにより、繰り返し処理における修正の強さが決定される。係数 α , β は一定でもよいし、ステップ毎あるいは繰り返しの過程で変更してもよい。例えば、繰り返しの初期の段階では推定した信頼度の精度が必ずしも高くないため係数 α , β は0に近い値にし、繰り返しが進むに従い徐々に1に近づけるようにするとよい。

【0319】具体的には、係数 α , β は LLR の計算値に応じて変更する。すなわち、各 LLR の絶対値が小さいということは各 LLR の信頼度が低いということを意味するため、 LLR の絶対値が小さいときには係数 α , β を小さい値に設定する。

【0320】また、係数 α , β を各 LLR の符号 (+, -) に応じて変更してもよい。すなわち、各 LLR の符号が反復過程で頻繁に正と負との間で変化するときには、各 LLR の信頼度が低いことを意味するため、このときには係数 α , β を小さい値に設定する。

【0321】また、上記ステップ1およびステップ2の各最尤復号に情報ブロックの各要素を供する際に、これらの各要素を、受信符号化信号列 R を構成する各要素 $r(j)$ の自乗平均値あるいは最大値をとる要素 $r(j)_{\max}$ の値により正規化するとよい。このようにすると、反復復号により信頼度情報が高まったにも拘わらずユークリッド距離が遠くなることを防止することができ、これにより復号精度を高めることができる。なお、上記各信号列の正規化は、受信符号化信号列 R のレベルを基に予め設定した2以上の値によって行ってもよい。

【0322】以上述べたように第9の実施形態では、第1の情報ブロックの全体に対しその水平方向に誤り訂正を行うとともに、上記第1の情報ブロック中の特に重要性の高い第2の情報ブロックに対しその垂直方向の誤り訂正を行うようにしている。このため、図31に示すように情報ブロックの全体に対し水平方向及び垂直方向の誤り訂正を行う場合に比べて、少ない検査ブロックを付加するだけで効果的な誤り訂正復号処理を行うことができる。すなわち、図31に示す方式に比べて伝送効率を高めることができる。

【0323】（その他の実施形態）以上述べた各実施の形態では、情報信号列又は情報ブロックを重要度の高いものと重要度の低いものとに分け、重要度の低い情報に対しては誤り訂正符号化を施さないか又は第1の誤り訂正方式により誤り訂正符号化を施して伝送し、一方重要度の高い情報に対しては上記第1の誤り訂正方式より訂正能力の高い第2の誤り訂正方式により誤り訂正符号化を施して伝送するようにした。

【0324】この発明はそれに限らず、情報信号列又は情報ブロックが、伝送誤りを生じ難い伝送条件で伝送される第1の情報と、この第1の情報より伝送誤りを生じやすい伝送条件で伝送される第2の情報とから構成されている場合には、第1の情報に対しては誤り訂正符号化を施さないか又は第1の誤り訂正方式により誤り訂正符号化を施して伝送し、一方第2の情報に対しては上記第1の誤り訂正方式より訂正能力の高い第2の誤り訂正方式により誤り訂正符号化を施して伝送するようにしてもよい。

【0325】例えば、多値変調方式を用いて情報を伝送する場合に、信号点間距離の長い信号点に第1の情報を配置し、一方信号点間距離の短い信号点に第2の情報を配置して伝送するシステムがある。このようなシステムでは、第1の情報よりも第2の情報のほうが伝送誤りを生じ易い。このため、第2の情報に訂正能力の高い誤り訂正方式を適用する。

【0326】図53はその一例を示すものである。同図に示すように、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 方式ではMSB (Most Significant Bit) ビットの信号点間距離 $\Delta 1$ はLSB (Least Significant Bit) ビットの信号点間距離 $\Delta 2$ よりも長い。このため、MSBビットよりLSBビットのほうが誤りやすい。

【0327】そこでこの発明では、MSBビットに対しては誤り訂正符号化を施さないか又は第1の誤り訂正方式により誤り訂正符号化を施して伝送し、一方第2の情報に対しては上記第1の誤り訂正方式より訂正能力の高い第2の誤り訂正方式により誤り訂正符号化を施して伝送する。

【0328】このようにすることで、誤り易さの異なる複数の情報を混在して伝送するにも拘わらず、これらの情報を伝送誤りが均一となるように伝送することができる。

【0329】また、例えば第1の情報を伝送誤りに比較的高いQPSK方式で変調し、一方第2の情報をQPSK方式に比べて伝送誤りを生じ易い16QAMや64QAM方式で変調して伝送するシステムのように、第1の情報と第2の情報とを異なる変調方式で変調し伝送するシステムにも、この発明は適用可能である。

【0330】

【発明の効果】またこの発明によれば、劣悪な伝送路を

経由して伝送を行う場合でも、伝送効率を著しく劣化させることなく、少なくとも重要情報を確実に復号再生することができ、これにより伝送効率が高くかつ保護性能の優れた誤り訂正符号化装置および復号装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係るシステムの第1の実施形態とするマルチメディア多重化伝送システムの基本構成を示すブロック図。

10 【図2】 同実施形態の多重化部の具体的な処理内容を示すフローチャート。

【図3】 同実施形態のMUXパケットの具体的な構成法の基本概念を示す図。

【図4】 図3に示すMUXパケットの復号手順を示すフローチャート。

【図5】 上記MUXパケットの他の具体例を示す図。

【図6】 図5に示すMUXパケットの復号手順を示すフローチャート。

20 【図7】 上記MUXパケットのさらに他の具体例を示す図。

【図8】 図7に示すMUXパケットの復号手順を示すフローチャート。

【図9】 同実施形態のMUXパケットの他の具体的な構成法により作成されたMUXパケットの復号手順を示すフローチャート。

【図10】 上記他の具体的な構成法により作成されたMUXパケットの具体例を示す図。

【図11】 上記MUXパケットのさらに他の具体的な構成法の基本概念を示す図。

30 【図12】 図11に示すMUXパケットの時間系列を示す図。

【図13】 従来より標準化されているマルチメディア多重化方式の一例を示す図。

【図14】 この発明の第1の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

【図15】 この発明の第1の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

【図16】 この発明の第1の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

40 【図17】 この発明の第1の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

【図18】 この発明の第1の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

【図19】 この発明の第1の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

【図20】 この発明の第2の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

【図21】 この発明の第2の実施形態に係わる他の具体例を説明するための図。

50 【図22】 この発明の第1の実施形態の別の具体例を

説明するための図。

【図23】 この発明の第1の実施形態の別の具体例を説明するための図。

【図24】 この発明の第1の実施形態の別の具体例を説明するための図。

【図25】 この発明の第3および第4の実施形態を説明するための信号の概略構成図。

【図26】 この発明の第3および第4の実施形態を説明するためのフローチャート。

【図27】 この発明の第3および第4の実施形態を説明するためのフローチャート。

【図28】 この発明の第3および第4の実施形態を説明するためのパケットの構成図。

【図29】 この発明の第3および第4の実施形態の変形例を説明するための図。

【図30】 この発明の第5の実施形態を説明するための図。

【図31】 この発明の第5の実施形態を説明するための図。

【図32】 この発明の第6の実施形態に係わる画像伝送処理部の構成を示すブロック図。

【図33】 この発明の第6の実施形態に係わる画像伝送処理部の動作説明に使用するための図。

【図34】 この発明の第6の実施形態の変形例の動作説明に使用するための図。

【図35】 この発明の第6の実施形態に係わる他の変形例を示す回路ブロック図。

【図36】 この発明の第7の実施形態に係わる誤り訂正符号化部の構成を示すブロック図。

【図37】 送信符号化信号の伝送フォーマットを示す図。

【図38】 この発明の第7の実施形態において第1の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図39】 この発明の第7の実施形態において第2の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図40】 この発明の第7の実施形態において第3の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図41】 この発明の第7の実施形態において第4の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図42】 この発明の第7の実施形態において第5の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図43】 この発明の第8の実施形態に係わる誤り訂正符号化部の構成を示すブロック図。

【図44】 この発明の第8の実施形態において第1の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロッ

ク図。

【図45】 この発明の第8の実施形態において第2の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図46】 この発明の第8の実施形態において第3の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図47】 この発明の第8の実施形態において第4の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図48】 この発明の第8の実施形態において第5の復号方式を実現する誤り訂正復号部の構成を示すブロック図。

【図49】 図36に示した誤り訂正復号部の変形例を示すブロック図。

【図50】 図44に示した誤り訂正復号部の変形例を示すブロック図。

【図51】 この発明の第9の実施形態に係わる誤り訂正方式を説明するための図。

【図52】 この発明の第9の実施形態において反復復号動作の説明に使用するフローチャート。

【図53】 この発明のその他の実施形態を説明するための図。

【図54】 この発明の第2の実施形態におけるペイロード保護方式を説明するための信号フォーマット。

【図55】 この発明の第2の実施形態に係わる、シフトレジスタを用いたSRSEncoderの構成を示す回路ブロック図。

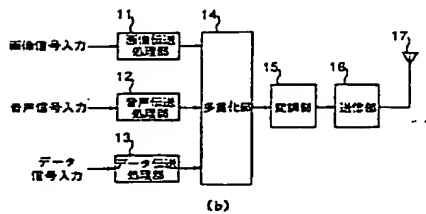
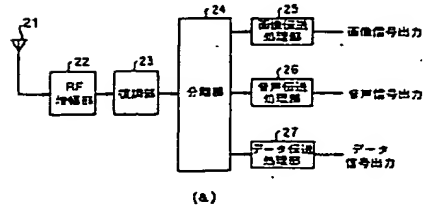
【図56】 図55に示したSRSEncoderの具体例を示す回路ブロック図。

【符号の説明】

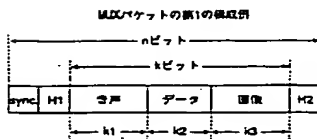
- 11…画像伝送処理部
- 12…音声伝送処理部
- 13…データ伝送処理部
- 14…多重化部
- 15…変調部
- 16…送信部
- 17…空中線
- 21…空中線
- 22…増幅部
- 23…復調部
- 24…分離部
- 25…画像伝送処理部
- 26…音声伝送処理部
- 27…データ伝送処理部
- 31…High Qos選択部
- 32…第1の符号化器
- 33…第2の符号化器
- 34…ALヘッダ付加部
- 41…ALヘッダ検出部

- 4 2...第2の復号器
 4 3...第1の復号器
 4 4...復号データ処理部
 5 1, 7 1...第1の符号化器
 5 2, 7 2...第2の符号化器
 5 3, 7 3...送信インタリーブ器

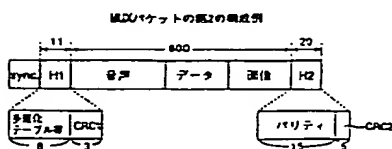
〔図1〕



〔図3〕



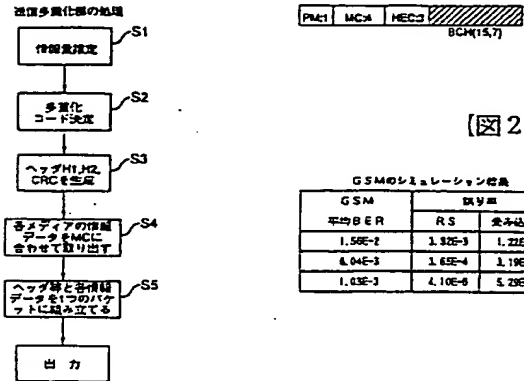
〔図5〕



- 6 1, 8 1...第1の復号器
 6 2, 8 2...第2の復号器
 6 3, 8 3...受信インタリーブ器
 6 4, 6 8, 8 4, 8 7...受信デインタリーブ器
 6 5, 6 6, 6 7, 6 9, 7 0, 8 5, 8 6, 8 8, 8 9, 9 0...加算器

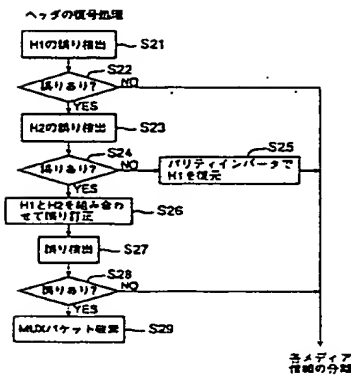
〔図2〕

〔図14〕

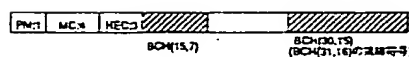


〔図20〕

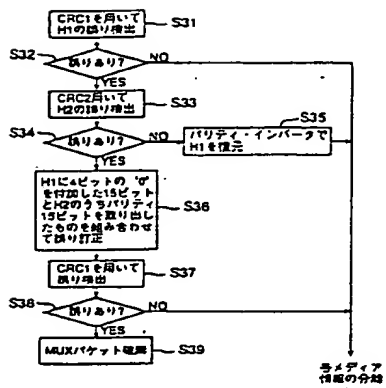
〔図4〕



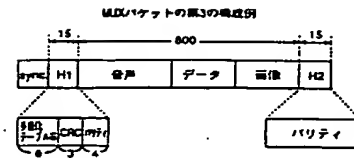
〔図15〕



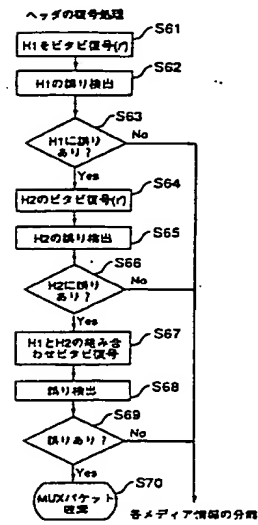
[図6]



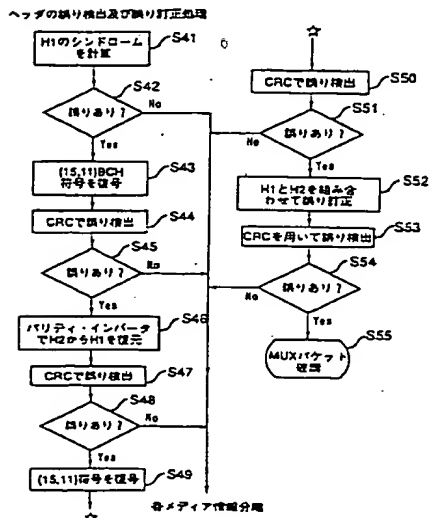
[図7]



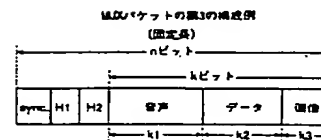
[図9]



[図8]



[図11]



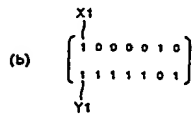
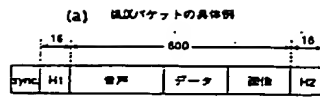
[図16]



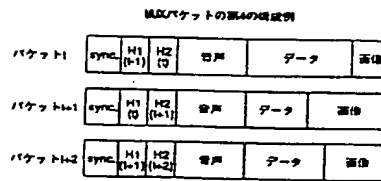
[図17]



[図10]



[図12]

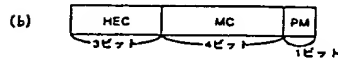
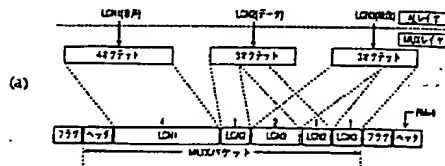


[図18]

GSMのシミュレーション結果

GSM	送信信号		受信信号		伝送品質	
	平均BER	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率
1.56E-2	93.456%	93.333%	6.10E-4	6.00	5.44E-3	4.00E-2
6.04E-3	93.011%	93.286%	1.77E-4	0.00	5.82E-4	1.71E-2
1.03E-3	93.990%	93.708%	6.00E-6	0.00	1.03E-4	2.92E-3

[図13]



[図22]

PM:1	PM:1	PM:1	MC:4	HEC:3
------	------	------	------	-------

[図19]

DECTのシミュレーション結果

DECT (144MHz)	送信信号		受信信号		伝送品質	
	平均BER	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率
1.40E-1	71.618%	48.933%	3.48E-2	5.30E-3	2.64E-1	5.11E-1
2.30E-2	96.227%	92.716%	1.53E-3	8.00E-4	4.67E-3	1.22E-2
2.64E-3	93.997%	93.183%	2.90E-5	2.00E-4	3.30E-5	6.10E-3

[図21]

DECTのシミュレーション結果

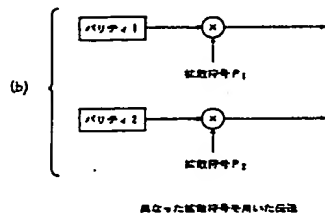
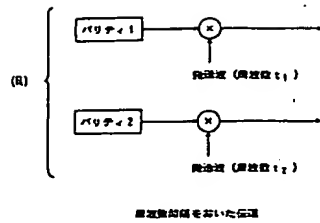
DECT (144MHz)	伝送品質	
	RS	伝送品質
1.40E-1	1.30E-1	1.68E-1
2.30E-2	6.40E-3	1.71E-2
2.64E-3	3.95E-4	1.95E-4

[図23]

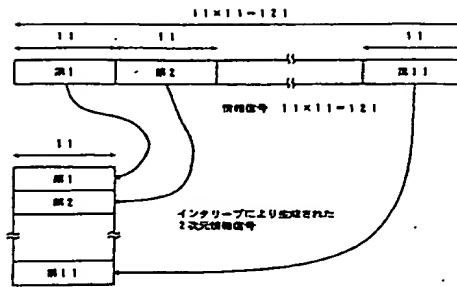
GSMのシミュレーション結果

GSM	PM (1ビット)		PM (3ビット)		PM (5ビット)	
	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率	誤り率
1.56E-2	16431	11474	10575			
6.04E-3	6317	3938	3334			
1.03E-3	1078	642	557			

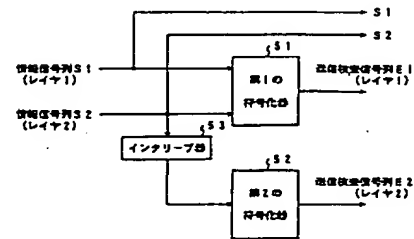
【図29】



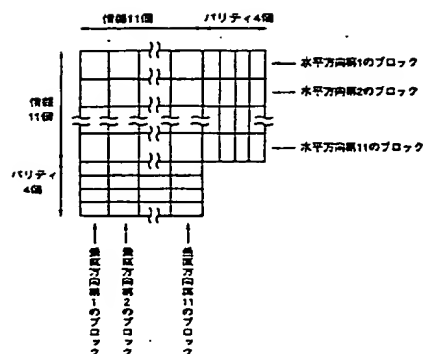
【図30】



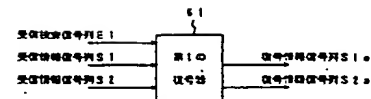
【図36】



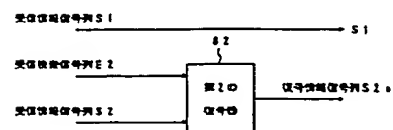
【図31】



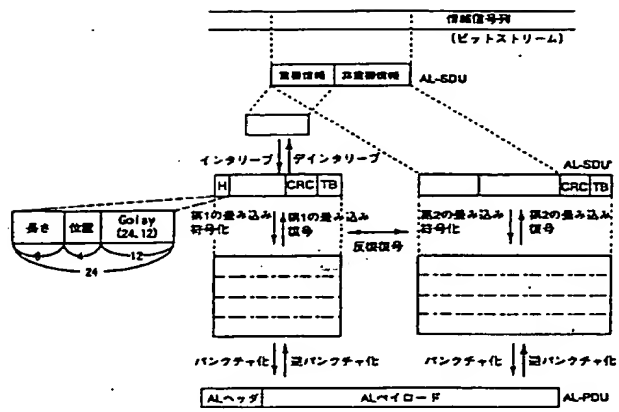
【図38】



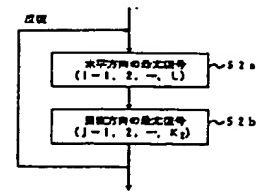
【図44】



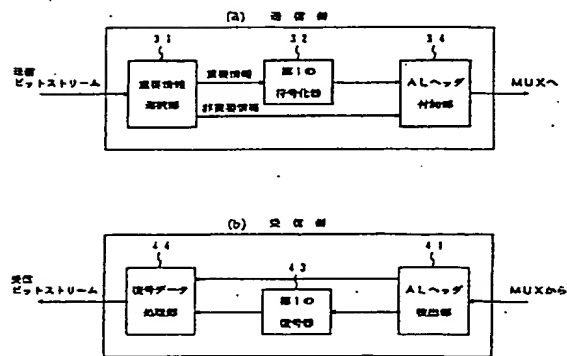
[図34]



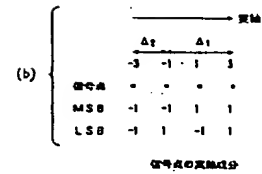
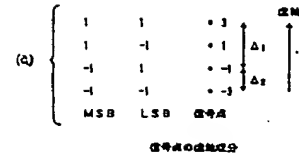
[図52]



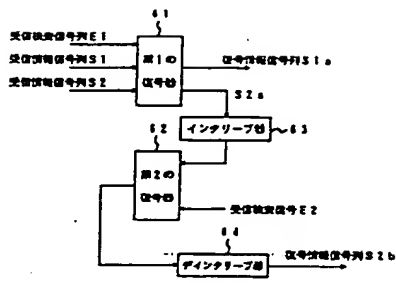
[図35]



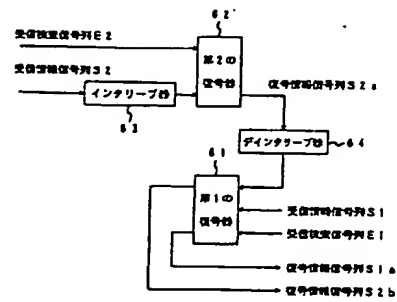
[図53]



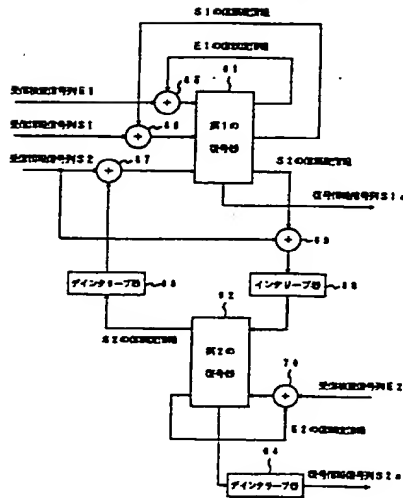
[図39]



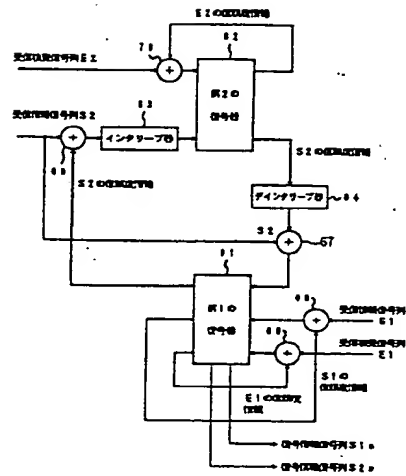
[図40]



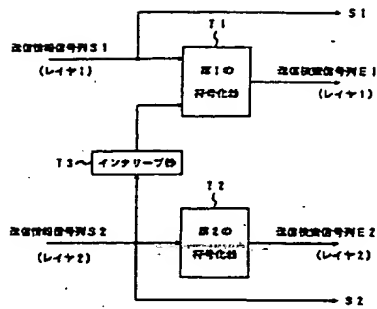
[図41]



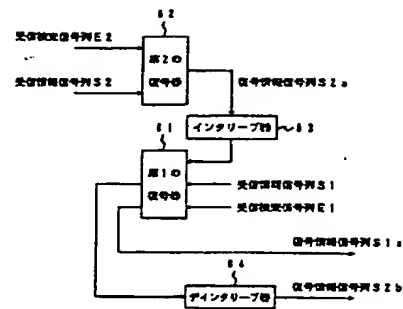
[図42]



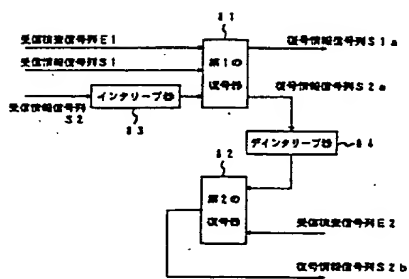
[図43]



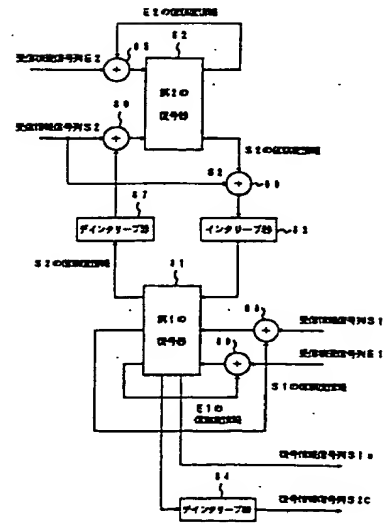
[図45]



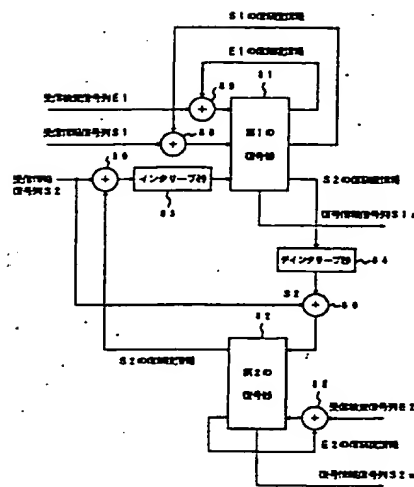
[図46]



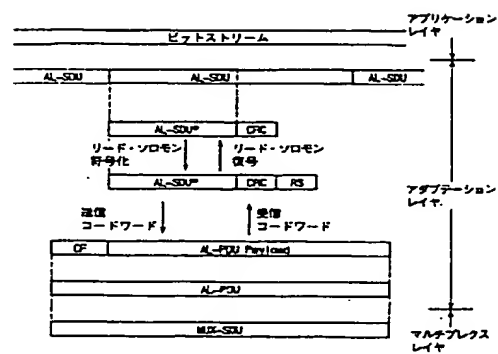
[図47]



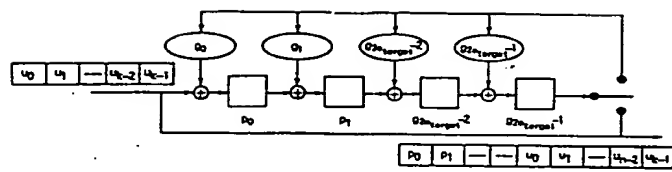
[図48]



[図54]



[図 5 5]



[図 5 6]

